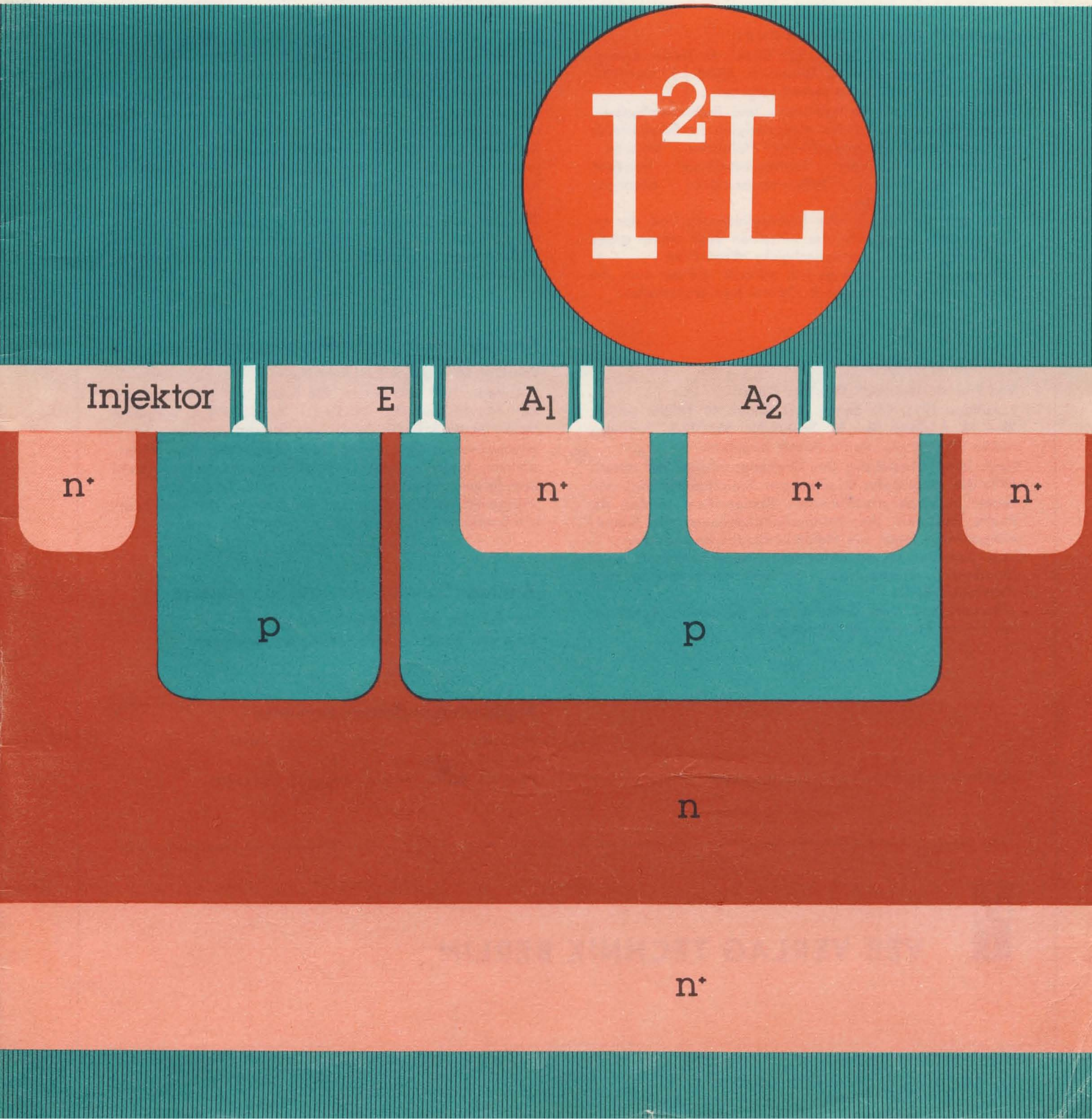
radio fernsehen elektronik

5
1980
VEB VERLAG TECHNIK
BERLIN
INDEX 33 103
ISSN 0033-7900
MAIHEFT
29. JAHRGANG
EVP 3,80 MARK

220-ps-Abtastschaltung mit großem Dynamikbereich

Integrierter I^2L-Teiler E 350 D

Universeller Sensorschaltkreis U 705 D



ELEKTRONISCHE FESTKÖRPERBAUELEMENTE

Lehrbuchreihe für Studierende informationstechnischer und physikalisch-elektronischer Fachstudieneinrichtungen und zur Weiterbildung von Ingenieuren und Physikern in der elektronischen Industrie.

Halbleiterphysik

Physik und Technik der Halbleiter
Von Prof. Dr.-Ing. habil. Reinhold P a u l
1. Auflage 1974. 560 Seiten, 223 Bilder, 43 Tafeln, Leinen, 35,– M, Ausland 45,– M. Bestell-Nr. 552 014 9. Vertriebsrechte für BRD und Berlin (West) vergeben.

Das Buch enthält die festkörper- und halbleiterphysikalischen Erkenntnisse, die den Wirkprinzipien der Bauelemente zugrunde liegen. Hauptabschnitte: Halbleiter · Kristalle · Elektronen im Festkörper · Transportvorgänge · Transport von Überschußträgern · Halbleiteroberfläche · Lösungen zu den Übungsaufgaben.

„Sehr gut gestaltet ... Der Inhaltsgliederung und der systematischen Anordnung der einzelnen Teile wurde große Sorgfalt gewidmet." Elektrotechnicky obzor, Prag

„Ein Lehrbuch, wie man es sich wünscht und bei dem ‚die Richtung' stimmt." Messen + Prüfen, Bad Wörrishofen

Halbleiterdioden

Von Prof. Dr.-Ing. habil. Reinhold P a u l
1. Auflage 1976. 452 Seiten, 237 Bilder, 49 Tafeln, Leinen, 28,– M, Ausland 38,– M. Bestell-Nr. 552 277 7. Vertriebsrechte für BRD und Berlin (West) vergeben.

Nach einer Darstellung des Ordnungsprinzips, mit dessen Hilfe die Vielzahl der Bauelemente überschaubar wird, und einem festkörper-physikalischen Kompendium werden die innere Elektronik, die Grundschaltungen und die Anwendungen aller Typen von Halbleiterdioden besprochen.

„Ein durchaus als fundamental zu bezeichnendes Grundlagenwerk." Elektronische Informationsverarbeitung und Kybernetik, Berlin

„Hervorragend zum Selbststudium geeignet." Rundfunktechnische Mitteilungen, Norderstedt

Auslieferung durch den Buchhandel

Halbleitermeßtechnik

Von Prof. Dr.-Ing. habil. Siegfried P f ü l l e r
1. Auflage 1976. 284 Seiten, 172 Bilder, 11 Tafeln, Leinen, 18,– M, Ausland 28,– M. Bestell-Nr. 552 372 9. Vertriebsrechte für BRD, Berlin (West) und Schweiz vergeben.

Es werden alle Meßverfahren zur physikalisch-elektronischen Charakterisierung von Germanium und Silizium, der ein- und polykristallinen halbleitenden Verbindungen und der Isolatoren und Metalle behandelt. Ausgangspunkt ist die jeweils zu messende Größe, gefolgt von der Meßmethode und der technischen Durchführung der Messung.

„Wird als Lehrbuch für diejenigen betrachtet, die sich eine Übersicht über die große Vielfalt der in den letzten Jahren für die Untersuchung von Halbleiterelementen entwickelten Meßverfahren verschaffen wollen." Het Ingenieursblad, Antwerpen

Passive elektronische Bauelemente

Von Prof. Dr.-Ing. habil. Herbert H ö f t
1. Auflage 1977. 348 Seiten, 288 Bilder, 119 Tafeln, Leinen, 22,– M, Ausland 28,– M. Bestell-Nr. 552 475 6. Vertriebsrechte für BRD, Berlin (West) und Schweiz vergeben.

Wirkungsweise, Herstellung und Anwendung von Widerständen, Kondensatoren, Induktivitäten und frequenzselektiven Bauelementen (Filtern).

„Ausgezeichnet illustriert, und der Stoff ist klar und deutlich dargelegt." Neue Bücher im Ausland, Moskau

Analoge Schaltungen und Schaltkreise

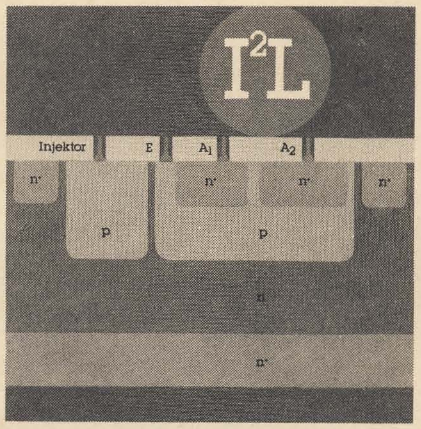
Von Prof. Dr.-Ing. Manfred S e i f a r t
Etwa 450 Seiten. In Vorbereitung für November.

Halbleitersonderbauelemente

Höchstfrequenz- und Leistungsbauelemente
Von Prof. Dr.-Ing. habil. Reinhold P a u l
Etwa 400 Seiten. In Vorbereitung für Dezember.

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN

Titelbild



In diesem Heft stellen wir zwei integrierte Schaltungen aus der DDR-Produktion in I²L-Technologie vor. Lesen Sie unsere Beiträge auf den Seiten 283 und 287

Titelgestaltung: G. Henkel

Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

- Leipziger Frühjahrsmesse 1980
- Sensoren für die Mikroelektronik
- Automatische Nullpunktkorrektur von Analogschaltungen
- Kompaktkassetten mit Endlosbetrieb
- Schutzschaltungen für NF-Leistungsverstärker
- K 140 MA 1 als Multiplizierer

In diesem Heft

220-ps-Abtastschaltung mit großem Dynamikbereich 279

Integrierte Zeitsteuerschaltung E 355 D 283

Integrierter I²L-Teiler E 350 D 287

Programmierbares Koppelfeld mit IEC-Bus-Schnittstelle
Hardware-Realisierung 290

Byteserielles-bitparalleles Interface
Interface-Funktionen und ihr Zusammenwirken 293

Serielle Datenübertragung im Mikrorechnersystem K 1510 296

MODERNE STROMVERSORGUNGSTECHNIK 5 299

FÜR DEN SERVICE 303

HALBLEITERINFORMATIONEN 165, 166
Optoelektronischer Koppler MB 104
A 273 D (Teil 2 und Schluß) 307

Theorie, Kennwerte und Anwendung keramischer Kaltleiter 311

Universeller Sensorschaltkreis U 705 D 315

Regelschaltungen mit MAA 723 zur Stabilisierung der
Chiptemperatur monolithischer Transistorarrays 317

Anwendung negativer Widerstände in der Verstärkertechnik 320

Das Farbfernsehsystem PAL, Teil 5 und Schluß 323

Wir lernten kennen: HiFi-Fonoautomat PA 225 327

Fotoelektrische Blitzauslösung 328

Universeller Pegelprüfstift 328

СОДЕРЖАНИЕ

Сштывающая схема на 220 пс с большим динамическим диапасоном 279

ИС E 355 D для управления временем 283

ИС E 350 D-I^2L-делитель 287

Программируемое поле связи с IEC-пересечением собирательных шин. Схемные решения 290

Бит-серийный и бит-параллельный интерфейс Принципы действия и совместная работа 293

Серийная передача данных в системе микро-эвм K 1510 296

Современная техника питания 5 299

Для Сервиса 303

Информации о полупроводниках 165, 166 307

Керамические полупроводники — теория, параметры, применение 311

Универсальная чувствительная схема U 705 D 315

Схемы управления на базе MAA 723 для стабилизации температуры монолитных схем 317

Применение отрицательных сопротивлений в усилителях 320

Система цветного телевидения PAL, ч. 5ая и окончание 323

Познакомтесь: Проигрыватель-автомат PA 225 высшего качества 327

Фотоэлектронный старт вспышки 328

Универсальный стержень проверки уровня 328

OBSAH

Vzorkovací obvod (220 ps) s velkým dynamickým rozsahem 279

E 355 D – integrovaný časovač 283

E 350 D – integrovaný dělič v technice I^2L 287

Programovatelné spojovací pole s řezem sběrnice dle IEC – realizace technického vybavení (hardware) 290

Bytesériové-bitparalelní spojovací zařízení Funkce spojovacího zařízení a jejich spolupůsobení 293

Sériový přenos dat v mikropočítačovém systému K 1510 296

Moderní napájecí zdroje 5 299

Pro servis 303

Informace o polovodičových součástkách 165, 166 307

Keramické polovodiče – teorie, charakteristické hodnoty, použití 311

U 705 D – univerzální integrovaný senzorový spínač 315

Regulační obvody s i. o. MAA 723 pro stabilizaci teploty čipu u monolitických uspořádání tranzistorů 317

Použití negativních odporů v zesilovačích 320

Systém barevné televize PAL, díl pátý a dokončení 323

Zkušenosti s gramofonem PA 225 třídy Hi-Fi 327

Fotoelektrické vybavení blesku 328

Univerzální zkoušečka logických stavů 328

IN THIS ISSUE

220-ps scanning circuit with large volume range 279

Integrated timer circuit E 355 D 283

Integrated I^2L-divider E 350 D 287

Programmable switching network with IEC bus interface Hardware realisation 290

Byte-serial – bit-parallel interface Interface functions and their interaction 293

Serial data transfer in the micro-computer system K 1510 296

Modern power supply technique 5 299

Service information 303

Semiconductor information 165, 166 307

Ceramic semiconductor devices – theory, parameters, application 311

U 705 D a universal sensor switching circuit 315

Control circuits with MAA 723 for the stabilisation of the chip temperature of monolithic transistor arrays 317

Application of negative resistors in the amplifier technique 320

The colour television system PAL, part 5 and conclusion 323

Test report of HiFi Phonoautomat PA 225 327

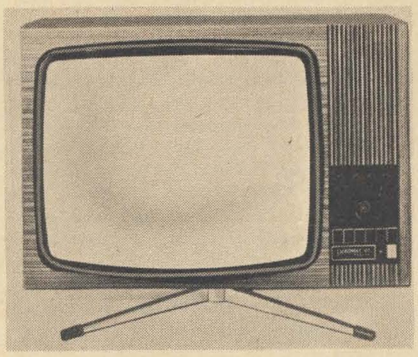
Photoelectric flash release 328

Universal level tester 328

Neu im Handel

Schwarzweißfernsehempfänger Luxomat VT 539/VT 739

Vom VEB Fernsehgerätewerke Staßfurt wird das Schwarzweiß-Fernsehgerätesortiment durch zwei neue Gestaltungsvarianten der Luxomat-Reihe erweitert. Bei diesen Geräten können die Funktionen Klang, Lautstärke, Helligkeit und Kontrast ohne Öffnen einer Klappe durch Drehsteller bedient werden. Sie haben ein freiwählbares sechsteiliges Senderschnellwahlaggregat, Kopfhörer- und MTG-Anschluß (Aufnahme) sowie Einbuchsenantenneneingang 75 Ω.



Bestückt ist das Gerät mit 5 IS, 27 Transistoren, 39 Dioden und Gleichrichter. Ferner ist es mit einer 61-cm-Bildröhre ausgestattet und mit fünf Moduln aufgebaut. Die Tonausgangsleistung ist $\geq$ 2 W (Sinus), die Leistungsaufnahme beträgt etwa 60 W.
Beim Typ 539 handelt es sich um ein normales Tischgerät, das Modell 739 hat zusätzlich ein Tischdrehgestell (s. Bild).

HiFi-Kompaktbox für Stereosteuergerät toccata

Der VEB Rundfunktechnik Rema liefert sein HiFi-Stereosteuergerät toccata komplett mit zwei Lautsprecherboxen – Kompaktboxen, 2-Wege-System Nennbelastbarkeit 25 W an 4 Ω, Typenbezeichnung B 9325 – aus. Die Abmessungen der Box betragen 360 mm × 360 mm mal 245 mm.
Die Boxen werden jeweils passend zum Steuergerät in Dekorfolie poliert oder mattiert und in Schleiflack weiß geliefert.

Neues zum Standardkomplex TGL 28 660 „Erzeugnisse der Heimelektronik"

Zur Vervollständigung des Standardkomplexes TGL 28 660, über den wir im Heft 5 (1978) S. 279 bis 281, berichteten, und zu seiner internationalen Abstimmung wurden in der Industrie weitere Arbeiten durchgeführt.

Folgender neuer Standardentwurf liegt vor:

TGL 28 660/08 (Entw. 7.79) „Erzeugnisse mit HiFi-Qualität, Technische Forderungen an Mikrofone"

Die bereits bestehenden Standards TGL 28 660/01 über Allgemeine Bedingungen, TGL 28 660/06 für HiFi-Lautsprecher (Ausg. 4.74) und TGL 28 660/05 für HiFi-NF-Verstärker (Ausg. 6.77) wurden auf Grund der erforderlichen Abstimmung mit den inzwischen gültigen RGW-Standards ST RGW 1357-78, 1356-78 bzw. 1079-78 überarbeitet und erscheinen 1980 als Neuausgaben.
Für HiFi-Tonbandgeräte, HiFi-Schallplattenabspielgeräte und -abtastsysteme erfolgen 1980 im Rahmen des Planes der RGW-Organe die Ausarbeitungen von RGW-Standards, die danach in das Standardwerk der DDR überführt werden.
Auch in der IEC (SC 29 B) wurden neue Entwürfe zur Vervollständigung der Teile der IEC-Publikation 581 ausgearbeitet, so für HiFi-Tonbandgeräte SC 29 B (Central Office) 74/7.78, Mikrofone SC 29 B (Sekretariat) 132/6.78, HiFi-UKW-Tuner SC 29 B (Sekretariat) 155/9.79 und HiFi-Lautsprecher SC 29 B (Sekretariat) 133/7.78.

Dipl.-Ing. Horst Strauß
Mitteilung aus dem VEB Zentrallaboratorium für Rundfunk- und Fernsehempfangstechnik Dresden

April, April

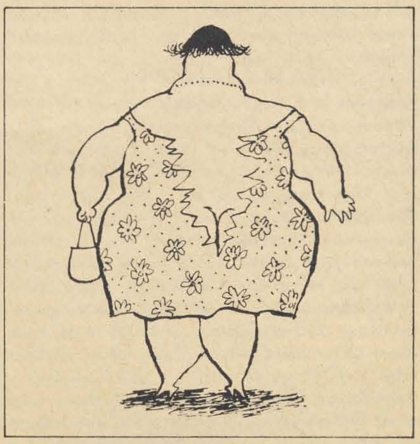
Wer auf die elektronische Duftübertragung [beschrieben im Heft 4 (1980) S. 269] reingefallen ist, ist selbst schuld. Natürlich ist nichts ausgeschlossen, aber der Raum, in dem die beschriebene Anlage steht und womöglich auch arbeitet, müßte fürchterlich zu erriechen sein. Und einen Duft in ein Binärwort umzuwandeln dürfte – bei allem Respekt vor dem menschlichen Erfindungsreichtum – unmöglich sein. Versuchen Sie doch nur einmal zu beschreiben, wie ein Gänsebraten riecht.

AOW-Filter für FM-Rundfunkempfänger

Die HF- und Demodulationseigenschaften von FM-Rundfunkempfängern konnten in den letzten Jahren durch neue Bauelemente und durch schaltungstechnische Maßnahmen so weit verbessert werden, daß die die Qualität des FM-Empfangs bestimmenden Größen, in erster Linie die Verzerrungen, in größerem Maße nur noch vom FM-ZF-Verstärker bestimmt werden. Dabei ist ein flacher Verlauf der Gruppenlaufzeit notwendig, d. h., man braucht ZF-Filter mit linearem Phasengang. Herkömmliche LC-Filter und piezokeramische Filter können diese Forderung nicht erfüllen, da ihr Phasenverhalten mit dem Amplitudenverhalten verknüpft ist.
Akustische Oberflächenwellenfilter (AOW-Filter), die diesen Bedingungen entsprechen, lassen sich günstig zusammen mit integrierten Schaltungen einsetzen. Da sie nicht mit Resonanzerscheinungen zwischen Induktivitäten und Kapazitäten arbeiten, sind ihre Anschlußbedingungen weniger kritisch, auch hinsichtlich unterschiedlicher kapazitiver Belastungen.
AOW-Filter können aus den Einkristallen $LiNbO_3$ und $LiTaO_3$ sowie aus piezoelektrischen Keramiken, z. B. Blei-Zirkonat-Titanat, gefertigt werden. Besonders günstige Eigenschaften weist das piezoelektrische Keramikmaterial $Pb(Sn_{1/2}Sb_{1/2})O_3$-$PbTiO_3$-$PbZrO_3$ mit MnO_2-Zusätzen auf. Dieses ternäre System hat eine Dielektrizitätskonstante von 300 und einen Temperaturkoeffizienten von $-45 \cdot 10^{-6}$/K bei der Mittenfrequenz. Die Ausbreitungsgeschwindigkeit der Oberflächenwellen in diesem Material beträgt 2,430 m/s. Der Porendurchmesser liegt bei nur 2...3 μm, so daß gute Eigenschaften im FM-ZF-Bereich (Wellenlänge der Schallwellen 200 μm, Elektrodenbreite 25 μm) gewährleistet sind. Die Durchlaßdämpfung von Filtern, die mit diesem Material aufgebaut wurden, liegt in der Größenordnung von 20...25 dB, die 3-dB-Bandbreite beträgt 205 kHz.
Besonders günstig ist es, in einem FM-Rundfunkempfänger FM-ZF-Filter mit umschaltbarer Bandbreite vorzusehen, wobei je nach auftretender Nachbarkanalstörung zwischen einer kleineren und einer größeren FM-ZF-Bandbreite gewählt wird. Diese Möglichkeit läßt sich mit zwei AOW-Filtern unterschiedlicher Bandbreite realisieren. Dabei bleiben bei unterschiedlichen Empfangsverhältnissen die günstigen Eigenschaften (Phasengang, Verzerrungen) dieser Filter erhalten.

Forschungsinstitut Manfred von Ardenne Dresden 25 Jahre

Das Forschungsinstitut Manfred von Ardenne in Dresden feierte am 25. März 1980 sein 25jähriges Bestehen. Hohe Auszeichnungen und Anerkennungen durch den Vorsitzenden des Staatsrates und den Vorsitzenden des Ministerrates der DDR sowie durch den Minister für Gesundheitswesen und viele Partner des Institutes aus der Industrie betonten die sehr erfolgreiche Arbeit dieses Institutes an Forschungsthemen von ungewöhnlicher Vielfalt und Zusammensetzung.
Aus Anlaß des Jubiläums wurde eine Festschrift herausgegeben, die eine Übersicht über den heutigen Stand der bis zu industrieller Reife auf dem Weißen Hirsch entwickelten Elektronenstrahl-, Ionenstrahl- und vakuumtechnologischen Verfahren sowie über die Forschungsergebnisse der Bereiche biomedizinische Technik und biomedizinische Grundlagenforschung gibt.
Bedeutende Auswirkungen in der Volkswirtschaft der DDR haben z. B. die im Institut entwickelten Elektronenstrahlautomaten zur Mikrobearbeitung von Bauelementen der Mikroelektronik, die seit 1971 in den Keramischen Werken Hermsdorf mit wachsender Anlagenzahl im Einsatz sind. Genannt seien auch die im Kaltwalzwerk Bad Salzungen angewandte Fertigungslinie zum Beschichten von Bandstahl mit Aluminium mit einer Jahresleistung von $12 \cdot 10^6\ m^2$ Oberfläche und die seit 1973 im Produktionseinsatz laufenden Fertigungslinien zur Tafelglasbedampfung mit wärmestrahlungsabsorbierenden bzw. lichtspiegelnden Schichten (Flachglaskombinat Torgau).
Zu Schlüsselelementen der verschiedenen, meist multivalent nutzbaren, vakuumtechnologischen Verfahren sind besonders die im Institut hochgezüchteten Elektronenstrahlkanonen, die in einer Typenreihe von 0,1...1 200 kW Strahlleistung auf dem Weißen Hirsch bereitstehen, geworden.
Die als Beispiele genannten Ergebnisse des technisch-physikalischen Institutsbereiches bauen auf dem Fundament von Traditionen auf, die 1955 insbesondere aus den Arbeiten des heutigen Leiters und Begründers des Dresdner Institutes, Prof. Dr. rer. nat. h. c. Dr. med. h. c. Manfred von Ardenne, bereitstanden. Die Anfänge dieser Tradition gehen auf die 20er Jahre zurück, wo in seinem damaligen Laboratorium für Elektronenphysik in Berlin-Lichterfelde die Entwicklung des Elektronenstrahl-Oszillografen mit hellem Schreibfleck, 1930 die Realisierung des Fernsehens mit Elektronenstrahlröhren auf der Geberseite (Leuchtfleckabtaster) und Empfän-



Massestörung
Zeichnung: Schrader

gerseite erfolgte, wo 1937 das Rasterelektronenmikroskop und die Elektronenmikrosonde und andere elementare Beiträge zur Elektronenmikroskopie hoher Auflösung entstanden. Ausgangspunkt für die genannten plasmatechnologischen Entwicklungen des heute 450 Mitarbeiter umfassenden Institutes bildeten Physik und Technologie der nach dem Kriege von M. von Ardenne konzipierten Duoplasma-Ionenquelle.

Neben dem physikalisch-technischen Bereich wurde seit etwa 1960 der Bereich biomedizinische Technik und biomedizinische Grundlagenforschung aufgebaut. Aus dem medizinisch-technischen Bereich sind vor allem die Produktion der Herz-Lungen-Maschinen für die Herzzentren der DDR und die Entwicklung von Ultraschalldiagnostik-Geräten, von Patienten-Überwachungsanlagen zu nennen.

Ein Hauptergebnis der biomedizinischen Grundlagenforschung, die das spezielle persönliche Anliegen des Institutsleiters bildet, ist die 1977 erfolgte überraschende Entdeckung des O_2-Mehrschritt-Regenerationsprozesses für das Lunge-Herz-System. Durch diesen Prozeß kann mit geringer Versagerrate die im hohen Lebensalter oder durch ungesunde Lebensweise abgesunkene O_2-Versorgung des Organismus wieder auf hohe Werte permanent angehoben werden. Diese Entdeckung begründete die O_2-Mehrschritt-Therapie.

Die seit 1964 laufenden Arbeiten zur Entwicklung der selektiven „Krebs-Mehrschritt-Therapie" sind 1979 in ein neues Stadium getreten. Es gelang die Entdeckung und Einsteuerung eines physiologischen Prozesses, der selektiv in Primärtumoren und Metastasen die Blutmikrozirkulation irreversibel abstoppt. Durch diesen vorher von niemand beschrittenen Weg erfolgt die selektive Abtrennung der Krebsgewebe vom Blutkreislauf und damit die Vernichtung der kranken Gewebe. Die Abschaltung des Blutflusses wird durch Stimulierung der Krebszellengärung in Kombination mit Hyperthermie nach dem neuen im Institut geschaffenen CMT-Selectotherm-Verfahren erreicht. Diese Kombination bewirkt eine den Blutfluß unterbindende Versteifung bzw. Veränderung der Blutzellen. Daß dieser tierexperimentell entwickelte Prozeß auch bei menschlichen Krebspatienten realisiert werden kann, beweist das erstmalig in der Festschrift veröffentlichte klinische Ergebnis.

Technologie

● Polykristallines Silizium (Polysilizium) bildet zusammen mit dem Einsatz von Lasern zur Verbesserung der Kristalleigenschaften (Ausheilen) die Möglichkeit zum Aufbau von dreidimensionalen integrierten Schaltungen. Dabei kann eine im Polysilizium hergestellte integrierte Schaltung mit einer Oxidschicht bedeckt werden, auf die eine zweite, zur Aufnahme weiterer Schaltungen dienende Polysiliziumschicht folgt. Auf diese Weise ergibt sich ein dreidimensionaler Aufbau.

Unbehandeltes Polysilizium besteht aus willkürlich orientierten Kristalliten (Kristallkörner), an deren Grenzen der Strom von Ladungsträgern behindert wird. Die Folge davon ist eine niedrige Trägerbeweglichkeit. Mit Hilfe eines gepulsten und frequenzverdoppelnden Neodym-Yttrium-Aluminium-Granatlasers wird die Polysiliziumoberfläche lokal zum Schmelzen gebracht. Die Kristallite rekristallisieren zu größeren Abmessungen, so daß die Anzahl der Grenzflächen (Korngrenzen) verringert und die Beweglichkeit erhöht werden. Die Kristallite nehmen jetzt Abmessungen in der Größenordnung von 10 μm ein. Der Aufbau eines MOS-Feldeffekttransistors beginnt z. B. mit einem p-Einkristall-Siliziumsubstrat, auf das eine 1 μm dicke Oxidschicht aufgewachsen wird. Darüber folgt ein 0,5 μm dicker Film aus undotiertem Polysilizium. Das so beschichtete Substrat wird einer Wärmebehandlung von 350 °C unterzogen, die durch einen gepulsten Laserstrahl hervorgerufen wird. Dann erfolgt ein selektives Ätzen der Polysiliziumschicht bis zum Oxidniveau hinunter. Durch die Implantation von Borionen werden die Kanäle gebildet, die mit einem thermisch aufgewachsenen Gateoxid bedeckt werden. Darauf folgen ein Polysiliziumgate und eine Implantation mit Phosphor. Weiterhin schließt sich eine Arsenionenimplantation für die Source- und Draingebiete an.

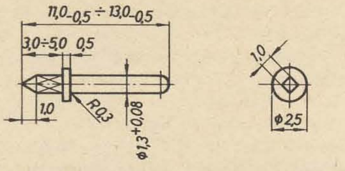
● Eine Neuerung auf dem Gebiet der Technologie integrierter Schaltungen sind Einkristall-Saphir-Bänder für die „Silizium-auf-Saphir"-Technik (SOS-Technik), deren Prinzip zwar schon lange bekannt ist, die aber wegen der hohen Kosten bisher nur in Sonderfällen angewendet werden konnte. Für eine SOS-IS wird auf dem Saphirsubstrat eine dünne Silizium-Epitaxieschicht erzeugt, die dann bei der Herstellung der IS-Muster in einzelne Inseln zerlegt wird, so daß parasitäre Kopplungen vermieden werden. Ein entscheidender Schritt der neuen Technologie besteht darin, daß die Herstellung von Saphir-Einkristallbändern durch Ziehen aus der Al_2O_3-Schmelze erfolgt. Der hierfür entscheidende Prozeß wird mit kantenbestimmtem Filmwachstum bezeichnet. Es lassen sich Breiten von 7,5 cm und Banddicken von 1 mm realisieren. Die SOS-Technologie ist für LSI- und VLSI-Schaltungen einsetzbar.

● Nach jahrelanger Entwicklungsarbeit gelang auf dem Gebiet der Halbleitertechnologie die Massenproduktion von Galliumarsenidwafern. Die Wafer dienen zunächst zur Herstellung von Feldeffekttransistoren für UHF- und Mikrowellenanwendungen. Die III-V-Verbindung hat in vieler Hinsicht bessere Eigenschaften als Silizium, wie kürzere Schaltzeiten, geringeres Rauschen und geringere Leistungsaufnahme. Für GaAs-IS verspricht man sich zahlreiche Anwendungen, wo es auf hohe Geschwindigkeit ankommt. Hierzu zählen Mikrowellenschaltungen, ultraschnelle Rechner und andere Datenverarbeitungssysteme.

Automat für das Einpressen von Kontaktstiften

Der numerisch gesteuerte Automat AKS-1 NC von Unitra Unima ist für das Einpressen von Kontaktstiften, deren Form und Abmessungen dem Bild entsprechen, in die Bohrungen der Leiterplatten bestimmt.

Der Automat ist mit einem von Schrittmotoren verstellbaren X-Y-Koordinatentisch, mit einem von pneumatischen Rückvorrichtungen angetriebenen Eintreibekopf und mit einer Vorrichtung zum Befördern von Stiften vom Vibrationszubringer bis zum Eintreibekopf, ausgerüstet.



Seine Steuerung erfolgt durch den NC-76K-Steuerungssatz, der mit reversiblem Lochstreifenleser RCT-200 ausgestattet ist. An beiden Koordinatenachsen des Tisches sind hochgenaue Kugel Führungsleisten sowie Wälzschneckengetriebe angebracht. Das Steuergerät ist vollkommen in TTL-Technik mittleren Integrationsgrades ausgeführt.

Einige Daten:

kleinster Stiftabstand	5 mm
größte Montagefläche	X = 340 mm, Y = 250 mm
Nutzfläche des beweglichen Tisches	X = 400 mm x Y = 300 mm
Teilungswert für die Programmierung und Positionierung	0,025 mm
max. Vorschubgeschwindigkeit des Tisches	2,50 m/min
Arbeitsproduktivität	2 800 Stifte/h
Abmessungen in mm	1 500 × 800 × 1 100
Masse	350 kg

▼ **Transistor-Elektronik.** Von diesem Buch von K.-H. Rumpf und M. Pulvers erschien im VEB Verlag Technik die 7., bearbeitete Auflage. In ihr wurden die Bausteine für die Mikrorechner, insbesondere die Mikroprozessoren aufgenommen. Außerdem wurde die neue Symbolik für Binärschaltungen eingearbeitet. 288 Seiten, 312 Bilder, 28 Tafeln, 24,– Mark, Bestellnummer: 552 754 3.

▼ Mit Unterstützung des VEB Kombinat Rundfunk und Fernsehen, der Spezialisten entsandte und vorerst auch die Bauteile liefert, wurden **in der VR Moçambique die ersten Kofferempfänger** des im VEB Stern-Radio Berlin entwickelten Typs **Contura 2511 gefertigt**. Seine Empfindlichkeit wurde allerdings verstärkt, um den Bedingungen des afrikanischen Landes zu entsprechen, dessen Territorium siebenmal größer als das der DDR ist.

▼ Am 31. Dezember 1978 gab es in der Volksrepublik Polen beim Rundfunkempfang 8 482 000 Teilnehmer (1946 waren es 475 000) und beim Fernsehempfang 7 475 000 Teilnehmer.

▼ Eine **leistungsfähige FM-Antenne** läßt sich durch eine Abstimmbarkeit der Antenne selbst realisieren. Dabei führt man die Gleichspannung, die zur Abstimmung der Kapazitätsdioden im FM-Empfänger dient, über ein Koaxialkabel auch Kapazitätsdioden zu, die sich in Abstimmkreisen der Antenne befinden. Die Antenne hat nur 30 % der Länge eines Faltdipols und ist auf einer Leiterplatte aufgebaut. Sie besteht aus zwei Zickzackdipolarmen, deren Resonanzfrequenz geringfügig oberhalb des FM-Bandes liegt. Über entsprechende Kreise (Spulen und Kapazitätsdioden) kann man die Antenne abstimmen.

▼ Ein neuer **optoelektronischer** Schalter (Optomatrix-Schalter) besteht aus einzelnen Schaltelementen, die jeweils ein Rhombus-Glaselement enthalten. Das Rhombus-Glaselement ist beweglich und kann dadurch in den Lichtweg eingeschoben werden, so daß man von einem Lichtweg auf einen anderen umschalten kann. Die Durchlaßdämpfung liegt zwischen 0,3 dB und 1,3 dB. Durch entsprechende Kombinationen einzelner Schaltelemente lassen sich verschiedenartige Schaltaufgaben erfüllen.

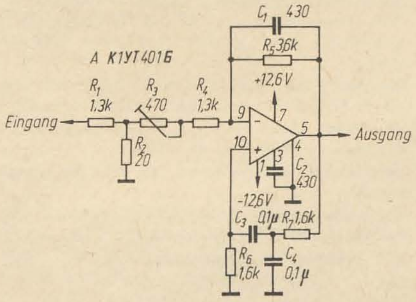
▼ Eine Kapazitätsänderung und damit eine **Varaktorwirkung** erzielt man **mit einer Kombination aus Leuchtdiode und Foto-Feldeffekttransistor.** Gesteuert wird dabei über die Leuchtdiode. Der Foto-Feldeffekttransistor kann in unterschiedlicher Weise beschaltet werden. Die Kapazität ändert sich bei Lichtzuführung an die Gateelektrode im Verhältnis von 7:1. Diese Kapazitätsänderung wird durch eine Leuchtdiodenstromänderung in der Größenordnung von 100 mA erzielt. Dagegen erfordern herkömmliche Kapazitätsdioden bei einer Kapazitätsänderung von 4:1 Spannungsänderungen von 30 bis 40 V. Der Betrieb mit einer Laserdiode als steuerndem Lichtsender ist ebenfalls möglich. Als Anwendungen kommen optisch abstimmbare Oszillatoren, Abstimm-Modulationseinheiten oder Schalter in Betracht. Die Ansprechgeschwindigkeit dieser Bauelementekombination ist sehr hoch, sie liegt im Pikosekundenbereich. Ein mit dieser Bauelementekombination aufgebauter Versuchsoszillator schwingt bei 12 GHz und hat eine Abstimmbreite von 400 MHz.

▼ Bei einem neuen Verfahren zur **Kennung von Fernsehprogrammen** bei der mehrkanaligen Fernsehtonübertragung werden digitale Daten im ersten Tonkanal übertragen. Die Kompatibilitätsforderung ist dabei leicht zu erfüllen, wenn man einen oberhalb des Hörbereichs liegenden Hilfsträger mit den für die Datenübertragung erforderlichen Impulsen oder Bitmustern amplitudenmoduliert und diesen Hilfsträger dem zu übertragenden Niederfrequenzsignal zufügt. Für die Hilfsträgerfrequenz eignet sich das Dreieinhalbfache der Zeilenfrequenz, also etwa 55 kHz. Bei der Datenübertragung im Tonkanal ist dabei ein ununterbrochener Datenfluß mög-

lich. Als Startzeichen wirkt ein einzelner Impuls, der während der Zeit des Vertikalimpulses übertragen werden kann. Neben der Kennung für den Tonkanal kann mit diesem Verfahren noch eine zusätzliche Datenübertragung vorgenommen werden, z. B. Sender- und Programmkennung. Diese Sender- und Programmkennung empfiehlt sich besonders für die Vorprogrammierung von Fernsehempfängern und Bildaufzeichnungsgeräten. Dadurch wird es dem Benutzer möglich, gewünschte Programme unabhängig von eventuellen Programmänderungen abzurufen.

▼ Eine recht neue Einsatzmöglichkeit für den Piezoeffekt ist der **Piezoantrieb**, der für feinste Positionierungen von Anlagen, Geräten und Maschinen verwendet wird. Die ständig wachsenden Anforderungen an Feinpositionierungen können vielfach durch mechanische Positioniereinheiten nicht mehr zufriedenstellend erfüllt werden. Dafür eignen sich sehr gut Piezoantriebe, die mit relativ großen Weglängen eine hohe Einstellgenauigkeit gewährleisten. Bei den zur Verfügung stehenden Materialien betragen jedoch die relativen Längenänderungen in Richtung der Feldstärke bei einer angelegten Feldstärke von 1 V/m nur etwa $5 \cdot 10^{-10}$. Das bedeutet, daß z. B. eine „Spannung von 20 kV notwendig ist, um eine Ausdehnung eines Elementes von 10 µm zu erzielen. Der Umgang mit so hohen Spannungen ist für die meisten Anwendungen nicht problemlos. Deshalb verwendet man nicht ein einzelnes Element, sondern fügt mehrere dünne Elemente in Schichtbauweise aneinander. Dadurch ist es möglich, mit relativ geringen Spannungen hohe elektrische Feldstärken und somit relativ hohe Ausdehnungen zu erzielen. Die maximalen Verstellwege bei einer Spannung von 1 000 V liegen zwischen 5 µm und 40 µm. Die Piezoantriebe sind in der Lage, große Kräfte in der Größenordnung von 1 000 N zu erzeugen, wobei das Antriebselement selbst nur 20 g schwer ist.

▼ Ein **aktives RC-Filter für NF-Anwendungen** läßt sich unter Benutzung eines Operationsverstärkers leicht aufbauen [unser Bild aus Radio (1979) H. 7, S. 41]. Es kann auch zur Wandlung von Rechteck- in Sinussignale genutzt werden. Die Mittenfrequenz des Filters wird durch das frequenzabhängige Netzwerk R_7, R_6, C_4 und C_3 im Mitkopplungszweig bestimmt; sie beträgt für das Schaltungsbeispiel 1,2 kHz. Die 3-dB-Bandbreite kann mit R_3 von 5...1 200 Hz eingestellt werden, wobei sich die Verstärkung des aktiven Filters ändert. Sie beträgt 90 bei einer Bandbreite von 1 000 Hz, 400 bei 500 Hz und 460 bei 250 Hz. Beim Abgleich des Filters ist R_4 so zu wählen, daß das Filter bei $R_3 = 0$ noch stabil ist.



▼ Hohe Speicherdichte und schnelle Datenübertragungsraten sowie ökonomische Vorteile bietet ein **neues optisches Speichersystem**, das mit Lasern arbeitet und statt des bisher bei optischen Speichern bewegten Speichermediums ein ruhendes verwendet, wobei die Aufzeichnungs- und Ausleseeinrichtung umläuft. Die Speicherung erfolgt in Form kleiner 1-µm-Punkte, die sich in einem Abstand von 1 µm voneinander befinden. Die rotierende Aufzeichnungs- und Ausleseeinrichtung gewährleistet eine hohe Datenübertragungsgeschwindigkeit. Dazu befinden sich auf einem rotierenden Rad sechs Linsen, durch die der Laserstrahl die Daten abfragt. Dadurch kann eine Abfrage mit einer Wiederholung von sechsmal je Umdrehung durchgeführt werden. Weiterhin dreht sich das Rad schneller als bisherige Speicherplatten. Die Linsenmitten sind lichtundurchlässig, wodurch Beugungsringe vermieden werden und die Fokussiertiefe erhöht wird. Als Speichermedium lassen sich unterschiedliche Materialien einsetzen, so z. B. Fotofilme für Dauerspeicher sowie Magnet- und thermoplastische Filme, die durch Demagnetisierung und Wärme gelöscht werden können, wie auch fotochrome Materialien mit Eigenlöschung. Eine Vervielfältigung der Speicherinhalte ist möglich.

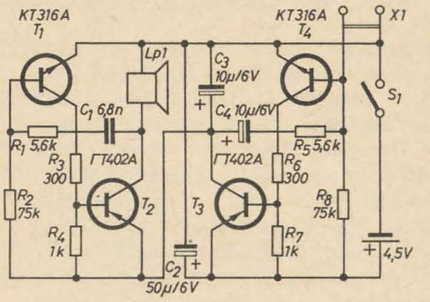
▼ Unter der Bezeichnung Ф 4108 fertigt die UdSSR eine **Eichspannungsquelle**, die sowohl für Prüfung und Eichung elektronischer Meßgeräte als auch für Gleichspannungsmessungen anwendbar ist. Das Gerät wirkt nach einem Serienkompensationsprinzip und ist mit Thermostat ausgerüstet. Die kalibrierte Ausgangsspannung liegt zwischen 0,01 und 300 V mit einer Stufung von 0,01 V. Der maximale Laststrom kann 100 mA betragen. Der Grundfehler liegt unter $\pm(0{,}0002\,U + 0{,}5\,mV)$ mit U als eingestellter Ausgangsspannung. Die Amplitude einer der Ausgangsspannung überlagerten Wechselkomponente beträgt maximal 5 mV. Das Gerät wird am Netz betrieben. Leistungsaufnahme etwa 100 W. Es hat eine Masse von 20 kg und darf bei Umgebungstemperaturen von 10 bis 35 °C bei einer relativen Luftfeuchte bis 80 % (bei 25 °C) verwendet werden.

▼ **Ein neuer Strukturaufbau für Dünnfilm-Magnetköpfe**, der die Nachteile bisheriger Dünnfilm-Magnetköpfe vermeidet, läßt sich auf einem magnetisch rillenförmigen, physikalisch jedoch planaren Substrat herstellen. Mit der Rillenstruktur ist es möglich, Mehrfachspurköpfe mit bis zu 30 Spuren je Viertelzoll-Bandbreite mit einer gemeinsamen Vormagnetisierungsleitung zu realisieren. Als Substratmaterial wird Ni-Zn-Ferrit verwendet, das eine geringe Porösität und einen hohen spezifischen Widerstand zur Minimierung der Leckströme zwischen den Leitungsmustern aufweist. Die Rillen im Substrat werden nach Freiätzung mit einem Glasmaterial gefüllt. Darauf folgen die Bildung leitender Schichten (Gold oder Chrom) zur Realisierung der Signalspuren und das Aufbringen eines Magnetfilmes.

▼ Die **Regelung des Bandantriebes in Kassettentonbandgeräten** mit hohen Gleichlaufanforderungen erfordert eine Drehzahlmessung an der Capstanwelle mit ausreichend hoher Genauigkeit, hoher zeitlicher Auflösung und geringem Rauschen. Diese Forderungen lassen sich mit zwei Strichplatten mit je 2 500 Strichen am Umfang realisieren. Die eine Platte steht fest und die andere läuft mit der Capstanwelle um. Bringt man diese Platten in eine Lichtschranke, so wird der Lichtstrahl mit einer Frequenz moduliert, die sich aus dem Produkt aus Drehzahl und Strichzahl ergibt. Wegen der großen Mittelwertbildung sind das Frequenzrauschen der Einrichtung sehr klein und die regelungstechnisch unangenehme Verzögerungszeit sehr kurz. Die Strichplatten lassen sich fotografisch relativ einfach herstellen.

▼ Mit dem **Unitorque-Motor** lassen sich die Nachteile herkömmlicher Antriebsmotoren für Plattenspieler, nämlich Vibration und nicht konstantes Drehmoment, umgehen. Der neue Motor vereinigt in sich die Vorteile des Wechselstrom- und des Gleichstrommotors und liefert ein völlig konstantes Drehmoment. Der Motor besteht aus einem an der Motorwelle befestigten ringförmigen Permanentmagnetrotor mit acht Polen. Der Rotor dreht sich über einer fest mit der Grundplatte verbundenen Trägerplatte aus Isolierstoff, an deren Unterseite dem Rotor zugeordnete Statorwicklungen befestigt sind. Die Statorwicklungen sind um 22,4° gegeneinander versetzt. Diese Versetzung der beiden Wicklungen ist zusammen mit einer entsprechenden Steuerung des Stromes durch die Wicklungen ausschlaggebend für die guten Eigenschaften des Motors. Zur Motorstrom-Kommutierung und -Steuerung sind unter der Isolierstoff-Trägerplatte Hallelemente angeordnet. Sie liefern durch das Wechselfeld des sich drehenden Permanentmagnetrotors zwei Wechselstromsignale, die nach einer entsprechenden Aufbereitung über zwei Gegentakt-B-Komplementär-Endstufen die beiden Statorwicklungen mit sinusförmigen Strömen beliefern. Zur quarzgenauen Drehzahlstabilisierung werden ebenfalls Hallelemente eingesetzt.

▼ Der im Bild aus Radio (1979) H. 4, S. 54, gezeigte **Warnsignalgenerator** gibt kurze Tonsignale mit Pausen von 0,3...0,6 s ab. Er besteht aus zwei Multivibratoren (MV), wobei MV_1 (T_1, T_2) als Last von MV_2 wirkt. MV_2 schwingt mit einer Frequenz von etwa 1 Hz und schaltet dabei den eigentlichen Tongenerator MV_1 für jeweils 0,3...0,6 s an die Betriebsspannung. Durch



Kurzschluß der beiden Klemmen des Steckverbinders X_1 (z. B. Schutzschleife aus dünnem Draht an dem zu sichernden Objekt bzw. beliebiger Schalterkontakt) ist die Anlage abgeschaltet. Wird durch Zerreißen o. ä. diese Verbindung an X_1 getrennt, beginnt der Generator entsprechende Signale abzugeben.

▼ Mit Hi-Ovis wird in Japan ein neues aktives **Kabelfernsehsystem** bezeichnet, das als erstes visuelles Informationssystem der Welt Glasfaserkabel benutzt und gleichzeitig auch eine Zweiwegkommunikation gestattet. In Verbindung mit speziellen Rechnern und Videogeräten können die Teilnehmer eine Fülle optisch-visueller Informationen erhalten. Auf diese Weise ist es möglich, Fernsehprogramme durch das elektronische Abrufen von auf Videoband aufgezeichneten Kino- und Fernsehfilmen aus einer Videothek selbst zusammenzustellen. Der Inhalt von Tageszeitungen wird durch einen neuartigen Fernkopierer automatisch ins Haus geliefert und kann einem entsprechenden Terminal abgenommen werden. Die Besonderheit dieses Systems ist die audiovisuelle Zweiwegkommunikation durch einen speziellen Rückkanal, über den sich der Zuschauer mit Kameras und Mikrofonen in laufende Lokalprogramme direkt einschalten kann. Auf dem Gebiet der Einwegkommunikation sind ebenfalls vielfältige Informationen möglich, z. B. Wetterbericht oder Kurznachrichten aus den Bereichen Kultur, Sport, Politik und Lokales sowie Fahrpläne und anderes.

▼ Mit einer **mikroprozessorgesteuerten Kugelkopfschreibmaschine** läßt sich die Büroarbeit weitgehend rationalisieren. Soll z. B. in einem Schreiben ein Satzteil geändert werden, dann muß man nicht den ganzen Brief neu schreiben, sondern nur die entsprechende Zeile. In einem Zeilenspeicher, der bis zu 165 Zeichen aufnehmen kann, wird die zuletzt geschriebene Zeile gespeichert. Schreibfehler lassen sich durch Betätigen der Korrekturtaste beheben. Ein weiterer 4 000-Zeichen-Speicher faßt die einzelnen Zeilen zusammen. Auf diese Weise kann auch nach Fertigstellung einer ganzen Seite geändert werden. Zum Ausdrucken der 4 000 Zeichen aus dem Textspeicher sind nur zwei Minuten erforderlich. Auf diese Weise kann man relativ einfach Standardbriefe bearbeiten und verarbeiten. Überschriften werden automatisch zentriert. Weiterhin ist die Schriftbreite variabel.

Leserpost

Mit Ihrem Leitartikel „Die goldenen Achtziger?" im Heft 1/1980 sind Sie leider ein Jahr zu früh in ein neues Jahrzehnt gestartet. Zwar wird Ihnen niemand streitig machen, daß mit dem 1. Januar 1980 die achtziger Jahre begannen, das achte Jahrzehnt unseres Jahrhunderts aber beginnt erst am 1. Januar 1981, so kurios es auf den ersten Blick auch anmuten mag.

Die Ursache liegt einfach darin begründet, daß unsere Zeitrechnung kein Jahr Null kennt, sondern mit dem Jahr 1 – wegen des christlichen Ursprungs, des angenommenen Jahres der Geburt Christi – beginnt. Deshalb vollendet sich ein Jahrzehnt auch immer mit dem 31. Dezember des Jahres mit einer Null, und das neue beginnt mit dem 1. Januar des Jahres mit der 1. Aus gleichem Grund beginnt auch das 21. Jahrhundert am 1. Januar 2001 und nicht 2000!

Im übrigen war Wilhelm II. – der letzte Regierende der Hohenzollern – auch nicht dieser Meinung. Dank seiner Majestätsgewalt ordnete er an, daß der Beginn des 20. Jahrhunderts am 1. Januar 1900 gefeiert wurde. So gab es seinerzeit eine „kaiserlich-deutsche" und eine internationale Jahrhundertwendefeier.

H.-D. N., Radeberg

*

Ich will die Bildröhre B 59 G 2 in meinem Fernsehempfänger durch die B 61 G 1 ersetzen. Da die Daten beider Bildröhren bestimmt etwas voneinander abweichen, möchte ich gern wissen, was ich ändern muß.

T. G., Leipzig

Es sind praktisch keine Änderungen nötig. Die B 61 G 1 hat zwar eine größere zulässige Anodenspannung U_{a+g3} (20 kV gegenüber 17 kV bei der B 59 G 2), die Betriebswerte beider Röhren sind jedoch gleich. Das größte Problem dürfte der mechanische Umbau des Fernsehempfängers sein, aber hierfür gibt es spezielle Blenden. Der von Ihnen beabsichtigte Austausch wird seit Jahren problemlos von praktisch wohl so gut wie allen Fernsehreparaturwerkstätten vorgenommen.

*

Seit langem suche ich die Daten des Transistors T 413 C, der in einigen Kassettentonbandgeräten aus der Ungarischen VR verwendet wird. Kennen Sie seine Daten?

K. L., Nauen

Einer Veröffentlichung in einer ungarischen Fachzeitschrift entnahmen wir, daß es sich bei dem T 413 C um einen Silizium-Planar-Transistor handelt, der große Ähnlichkeit mit dem BC 109 aufweist. Sieht man von seiner kleineren Verlustleistung ab, so können als Ersatz unsere SC 236 bis SC 239 verwendet werden. Die Sockelschaltung ist zwar anders, da der Transistor aber meist in die Schaltung eingelötet ist, ist dies keine Schwierigkeit.

*

Betr.: Taktaufbereitung für U 311 D [rfe H. 12 (1979), S. 761]

Vom VEB Funkwerk Erfurt erhielten wir zu diesem Diskussionsbeitrag die folgende Stellungnahme:

Die in diesem Artikel angegebenen Probleme zum U 311 D sind im FWE bekannt. Sie traten bei Schaltkreisen aus dem Herstellungszeitraum 1972/73 auf. In den Schaltkreisen traten durch ungünstige Leitungsführungen auf dem Schaltkreischip erhöhte Leckströme auf. Aus diesem Grund wurde der U 311 D technologisch überarbeitet. Danach traten die beschriebenen Effekte nicht mehr auf.

Aus Anlaß dieses Beitrages wurden noch einmal Untersuchungen mit den überarbeiteten Schaltkreisen U 311 D im Bereich Applikation des FWE durchgeführt. Dabei konnte nachgewiesen werden, daß die in der TGL 26 177 angegebenen Taktbedingungen voll ausgeschöpft werden können, wobei die Bauelemente auf 70 °C erhitzt wurden.

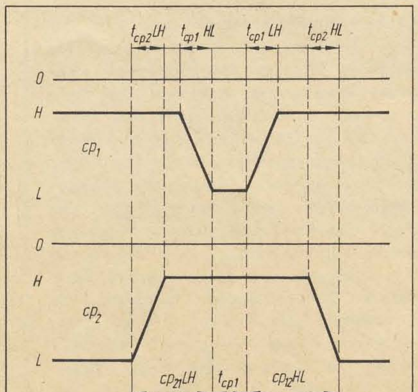
Empfehlenswert ist es bei der Taktformerschaltung, die Betriebsspannung U_1 direkt bei den beiden Emittern der SC 237 mit einem 30-nF-Kondensator zur Vermeidung von Störeinflüssen abzublocken. Die Verringerung von C_1 auf 330 pF und der Einsatz des Kondensators C_3 sind nicht erforderlich.

In der nachfolgenden Tafel teilen wir Ihnen die Taktbedingungen für den U 311 D gemäß TGL 26 177 mit.

Die Zeitzuordnung für Taktimpulse des U 311 D nach TGL 26 177 ist dem Bild zu entnehmen.

Taktbedingungen für U 311 D

Kenngröße	
Anstiegszeiten t_{cp1}HL, t_{cp1}LH in µs	0...10
t_{cp2}LH, t_{cp2}HL in µs	0...10
Taktdauer t_{cp1} in µs	1...10
Taktabstand cp_{12}HL, cp_{21}LH in µs	0...10



radio fernsehen elektronik

Verlag
VEB Verlag Technik
DDR - 1020 Berlin, Oranienburger Str. 13/14
Telegrammadresse: Technikverlag Berlin
Telefon: 2 87 00; Telex: 011 2228 techn dd

Verlagsleiter
Dipl. oec. Herbert Sandig

Redaktion
Dipl.-Ing. Wolfgang E. Schlegel
Verantwortlicher Redakteur (Tel. 2 87 03 33),
Redakteure: Adelheid Blodszun (Tel. 2 87 03 52),
Dipl.-Ing. Brigitte Kasper (Tel. 2 87 03 38),
Ing. Monika Tank (Tel. 2 87 03 49)

Redaktionsbeirat
Dr.-Ing. K.-H. Arnold, Dipl.-Ing. H. Bergmann Ing. E. Bottke, Dipl.-Ing. K. Eckert, Dr. sc. techn. H. Erler, Prof. Dr. sc. nat. H.-J. Fischer, Dipl.-Ing. D. Henkel, Ing. H. Kühne, Dr. W. Rohde, Dipl. oec. P. Schäffer, Dipl.-Ing. K. Schlenzig, Dipl.-Ing. E. Schoppnies, H. Ziegler

Lizenznummer 1109 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik

AN (EDV) 67 816

Erscheinungsweise: monatlich

Heftpreis 3,80 M. Abonnementspreis 3,80 M

Auslandspreise sind den Zeitschriftenkatalogen des Außenhandelsbetriebes BUCHEXPORT zu entnehmen

Gesamtherstellung
Tribüne Druckerei Leipzig III 18 36

Anzeigenannahme
DDR-Anzeigen: DEWAG Berlin
1026 Berlin, Rosenthaler Str. 28–31 (Telefon 2 36 27 76) und alle DEWAG-Zweigstellen.
Anzeigenpreisliste Nr. 6

Auslandsanzeigen: Interwerbung GmbH
DDR - 1157 Berlin, Hermann-Duncker-Str. 89

Erfüllungsort und Gerichtsstand Berlin-Mitte

Der Verlag behält sich alle Rechte an den von ihm veröffentlichten Aufsätzen und Bildern, auch das der Übersetzung in fremde Sprachen, vor. Auszüge, Referate und Besprechungen sind nur mit voller Quellenangabe zulässig.

Bezugsmöglichkeiten

DDR: Sämtliche Postämter; örtlicher Buchhandel; VEB Verlag Technik

UdSSR: Gebiets- und Städtische Abteilungen von Sojuzpečat' und Postämter

SVR Albanien: Spedicioni Shtypit te Jashtem, Tirana

VR Bulgarien: Direkzia R.E.P., 11a Rue Paris, Sofia

VR Polen: ARS POLONA, Krakowskie Przedmieście 7, 00-068 Warszawa

SR Rumänien: Directia Generala a Postei si Difuzarii Presei, Palatul Administrativ, Bucureşti

ČSSR: PNS Vinohradská 46, 120 43 Praha 2; PNS, Gottwaldovo nám. 48, 884 19 Bratislava

Ungarische VR: P. K. H. I., P. O. B. 16, 1426 Budapest

Republik Kuba: Instituto Cubano del Libro, Centro de Exposición, Belascoain 864, La Habana

VR China: China National Publications Import Corporation, P. O. Box 88, Peking

SR Vietnam: XUNHASABA, 32, Hai Ba Trung, Hanoi

Koreanische DVR: CHULPANMUL Korea Publications Export & Import Corporation, Pyongyang

SFR Jugoslawien: Jugoslovenska Knjiga, Terazije 27, Beograd; Izdavačko Knjižarsko Produzeće MLADOST, Ilica 30, Zagreb

BRD und Westberlin: ESKABE Kommissions-Grossobuchhandlung, Postfach 36, 8222 Ruhpolding/Obb.; Gebrüder Petermann, BUCH + ZEITUNG INTERNATIONAL, Kurfürstenstr. 111, Berlin (West) 30; Helios Literatur-Vertriebs-GmbH, Eichborndamm 141–167, Berlin (West) 52 sowie weitere Grossisten und VEB Verlag Technik, DDR - 1020 Berlin, Postfach 293

Österreich: Globus Buchvertrieb, Höchstädtplatz 3, 1200 Wien

Schweiz: Genossenschaft Literaturvertrieb, Cramerstr. 2, 8004 Zürich

Alle anderen Länder: örtlicher Buchhandel; BUCHEXPORT Volkseigener Außenhandelsbetrieb der Deutschen Demokratischen Republik, DDR - 7010 Leipzig, Postfach 160; VEB Verlag Technik, DDR - 1020 Berlin, Postfach 293

radio fernsehen
elektronik

VEB VERLAG TECHNIK, BERLIN · TRÄGER DES ORDENS BANNER DER ARBEIT · 29. JAHRGANG · MAIHEFT **5·1980**

220-ps-Abtastschaltung mit großem Dynamikbereich

Dr.-Ing. WOLFGANG BECKER

Mitteilung aus dem Zentralinstitut für Optik und Spektroskopie und aus dem Zentrum für wissenschaftlichen Gerätebau der Akademie der Wissenschaften der DDR

In diesem Beitrag wird gezeigt, wie der Dynamikbereich der bekannten Zweidioden-Abtastschaltung durch eine neuartige Dimensionierung beträchtlich vergrößert werden kann. Es wird eine Schaltung vorgestellt, mit der im Geradeausbetrieb bei einer Zeitauflösung von 220 ps und einem Eigenrauschen von 360 μV(SS) ein Aussteuerbereich von $\pm$2 V erreicht wird. Eingesetzt wird die Schaltung im Boxcarintegrator BCI 280 [1].

In den üblichen Samplingoszillografen werden Abtastschaltungen verwendet, die nach einem Rückführungsprinzip arbeiten. Dabei verarbeitet der Abtaster nicht das Eingangssignal direkt, sondern nur die Differenz des Eingangssignales gegen den jeweils vorhergehenden Abtastwert [2]. Bei genügend kleiner Abtastschrittweite kann diese Differenz beliebig klein gemacht werden. Der Dynamikbereich der Messung, d. h. das Verhältnis der Aussteuergrenze zum Eigenrauschen, wird dadurch stark vergrößert, ohne daß ein großer Dynamikbereich der Abtastschaltung selbst notwendig ist.

Bei der Messung verrauschter Signale in Boxcarintegratoren [1], bei Einzelimpulsmessungen und beim Random-Sampling-Verfahren [3] ist dieser Vorteil des Rückführungsverfahrens nicht nutzbar. Die Differenz zwischen aufeinanderfolgenden Abtastwerten kann bei solchen Anwendungen erhebliche Werte annehmen, so daß hohe Anforderungen an den Dynamikbereich der verwendeten Abtastschaltungen gestellt werden müssen.

Im folgenden soll gezeigt werden, wie bei der Signalabtastung ein geringes Eigenrauschen und ein großer Aussteuerbereich möglich sind, so daß auch ohne Rückführung ein großer Dynamikbereich erreichbar ist.

Prinzip der Abtastung

Das Prinzip einer Abtastschaltung ohne Rückführung ist im Bild 1 dargestellt. Von dem Schalter S wird das Eingangssignal für die Dauer t_a des Abtastimpulses durchgelassen. Dabei wird der Speicherkondensator C über den Innenwiderstand R_e der Signalquelle und die Impedanz Z_s des Schalters aufgeladen, so daß nach der Zeit t_a im Kondensator C eine Spannung U_{aus} gespeichert bleibt, die der Eingangsspannung proportional ist.

Der Aussteuerbereich der Abtastschaltung wird durch Abweichungen von der Proportionalität zwischen der Eingangsspannung U_e und dem Abtastwert U_{aus} begrenzt, die dadurch auftreten, daß sich die Steuerkennlinie des Schalters S mit der Eingangsspannung U_e verschiebt. Die Durchlaßimpedanz Z_s hängt deshalb von U_e ab. Da die Flanken des Abtastimpulses nicht beliebig steil gemacht werden können, ergibt sich außerdem eine von U_e abhängige Abtastdauer t_a. Die Größe der entstehenden Linearitätsfehler hängt stark von der Konstruktion des Schalters S ab. In jedem Fall läßt sich der Einfluß der Veränderung von Z_s und t_a auf die Linearität gering halten, wenn man dafür sorgt, daß der Speicherkondensator C während der Abtastdauer t_a nahezu vollständig auf die Eingangsspannung U_e aufgeladen wird. Es muß also ein hoher Abtastwirkungsgrad

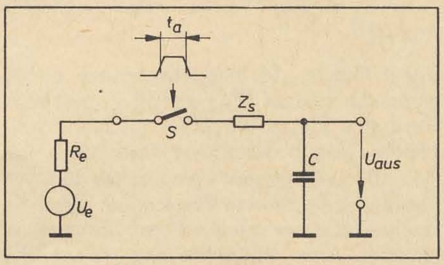


Bild 1: Prinzip der Signalabtastung

$$\eta = \frac{U_{aus}}{U_e}$$

angestrebt werden. Dabei ist gleichzeitig ein geringes Rauschen zu erwarten, denn die auf den Speicherkondensator gelangende Rauschspannung geht als relativer Fehler mit dem Faktor $1/\eta$ in den Abtastwert ein.

Eine vollständige Aufladung des Speicherkondensators führt weiterhin dazu, daß die Zeitauflösung der Abtastschaltung nicht mehr von der Dauer des Abtastimpulses t_a, sondern nur durch C, R_e und Z_s bestimmt wird. Eine solche Auslegung ist bei Abtastschaltungen hoher Auflösung nicht üblich und führt zu hohen Anforderungen an das Schalterbauelement S. Besonders wichtig ist eine geringe Durchlaßimpedanz Z_s.

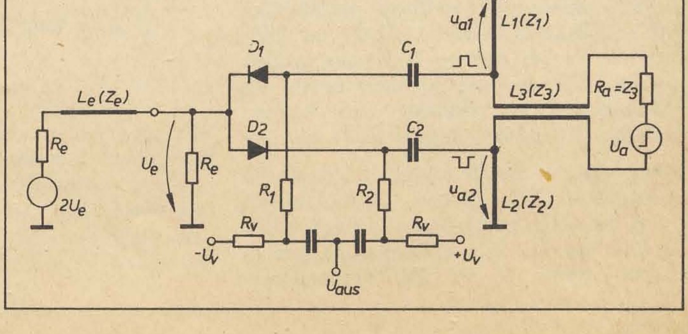


Bild 2: Zweidioden-Abtaster

Zweidioden-Abtaster

Für Zeitauflösungen unter 500 ps kommen praktisch nur Abtastschaltungen mit Schottkydioden in Frage. Besonders geeignet ist eine Zweidioden-Torschaltung [4]. Bei dieser Schaltung ist eine sehr kleine Durchlaßimpedanz erreichbar. Die U_e-Abhängigkeit der Durchlaßimpedanz und der Abtastdauer ist für beide Dioden gegenläufig, so daß die auftretenden Linearitätsfehler von vornherein gering sind. Das gewählte Schaltungsprinzip ist im Bild 2 dargestellt.

Über die angepaßte Leitung L_e (Wellenwiderstand $Z_e = R_e$) wird das Eingangssignal den Abtastdioden D_1 und D_2 zugeführt. Die Dioden sind im Ruhezustand durch die Vorspannung U_v gesperrt und werden durch die Abtastimpulse U_{a1} und U_{a2} geöffnet. Die Kondensatoren C_1 und C_2 dienen gleichzeitig zur Ankopplung der Abtastimpulse und zur Speicherung des Abtastwertes U_{aus}, der sich als Mittelwert der Spannungen an C_1 und C_2 ergibt und über die Widerstände R_1 und R_2 abgegriffen wird.

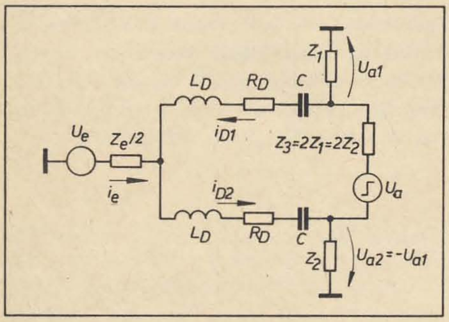


Bild 3: Ersatzschaltung des Abtasters

Die Abtastimpulse U_{a1} und U_{a2} werden aus dem Sprungimpuls U_a erzeugt. Zu diesem Zweck ist die Leitung L_3 (Wellenwiderstand Z_3) an den Enden jeweils durch die kurzgeschlossenen Leitungen L_1 und L_2 (Wellenwiderstand $Z_1 = Z_2 = 0{,}5 Z_3$) abgeschlossen. L_3 wirkt als Symmetriertransformator [5]. Durch die Reflexion an den Enden der Leitungen L_1 und L_2 entstehen symmetrische, gegenphasige Impulse, deren Breite der doppelten Laufzeit durch L_1 bzw. L_2 entspricht.

Abtastvorgang

Die exakte Berechnung des Abtastvorganges ist sehr aufwendig und führt zu völlig unübersichtlichen Ergebnissen. Um zu verwertbaren Aussagen über das Verhalten der Schaltung zu gelangen, werden deshalb als Steuerspannungen symmetrische Rechteckimpulse ($U_{a1} = U_{a2}$) der Breite t_a angenommen. Weiterhin werden die Sperrschichtkapazitäten der Dioden und eventuelle Ladungsspeichereffekte vernachlässigt. Die Durchlaßwiderstände R_D der Dioden werden bei den erforderlichen großen Durchlaßströmen hauptsächlich durch die Bahnwiderstände bestimmt und können deshalb als konstant angenommen werden.

Unter diesen Bedingungen können die Ströme durch die Dioden im Zeitintervall $t < t_a$ aus dem Ersatzschaltbild nach Bild 3 ermittelt werden. Die Leitungen L_1 und L_2 wurden dabei durch die Wellenwiderstände Z_1 und Z_2 ersetzt und die Induktivitäten der Dioden durch L_D berücksichtigt. Man erhält

$$i_{D1} = \frac{U_m}{L_D}\frac{\exp(P_{a1}t) - \exp(P_{a2}t)}{P_{a1} - P_{a2}} - \frac{U_e}{L_D}\frac{\exp(P_{e1}t) - \exp(P_{e2}t)}{P_{e1} - P_{e2}} \geqq 0 \quad (1)$$

$$i_{D2} = \frac{U_m}{L_D}\frac{\exp(P_{a1}t) - \exp(P_{a2}t)}{P_{a1} - P_{a2}} + \frac{U_e}{L_D}\frac{\exp(P_{e1}t) - \exp(P_{e2}t)}{P_{e1} - P_{e2}} \geqq 0 \quad (2)$$

mit

$$P_{a1/2} = -\frac{R_D + \frac{Z_1}{2}}{2L_D} \pm \sqrt{\frac{\left(R_D + \frac{Z_1}{2}\right)^2}{4L_D^2} - \frac{1}{L_D C}}$$

$$P_{e1/2} = -\frac{Z_e + R_D + Z_1}{2L_D} \pm \sqrt{\frac{(Z_e + R_D + Z_1)^2}{4L_D^2} - \frac{1}{L_D C}}$$

$U_m = U_{a1} - U_v - U_F$
U_v = Vorspannung der Dioden
U_F = Flußspannung der Dioden

Zu beachten ist, daß die Ströme i_{D1} und i_{D2} positiv sein müssen. Ein negatives Ergebnis von Gl. (1) oder Gl. (2) bedeutet, daß die entsprechende Diode sperrt und daß der Strom $i_D = 0$ zu setzen ist. Der Eingangsstrom i_e wird

$$i_e = i_{D2} - i_{D1} \quad (3)$$

Im Kleinsignalbetrieb ($U_e \ll U_m$) gilt

$$i_e = \frac{2U_e}{L_D}\frac{\exp(P_{e1}t) - \exp(P_{e2}t)}{P_{e1} - P_{e2}} \quad (4)$$

Die Ausgangsspannung U_{aus} der Abtastschaltung entsteht durch Integration des Eingangsstromes i_e an den Speicherkondensatoren C:

$$U_{aus}(t) = \frac{1}{2C}\int_0^t i_e dt \quad (5)$$

$(t \leqq t_a)$

Im Kleinsignalbetrieb gilt:

$$U_{aus}(t) = \frac{U_e}{LC(P_{e1} - P_{e2})}\left[\frac{1}{P_{e1}}\exp(P_{e1}t) - \frac{1}{P_{e2}}\exp(P_{e2}t) - \frac{1}{P_{e1}} + \frac{1}{P_{e2}}\right] \quad (6)$$

$(t \leqq t_a)$

Damit sich $U_{aus}(t)$ möglichst schnell an U_e angleicht, müssen $|P_{e1}|$ und $|P_{e2}|$ groß sein. Dazu sind kleine Werte für Z_1 und C notwendig, was in der Praxis dazu führt, daß P_{a1} und P_{a2} konjugiert komplex werden. Die Diodenströme werden dann durch die erste Halbwelle einer gedämpften Schwingung gebildet. Der Nulldurchgang sperrt die Dioden, so daß sich die maximal mögliche Abtastdauer t_0 aus der Resonanzfrequenz ω_0 des aus L_D und C bestehenden Schwingkreises ergibt:

$$\omega_0 = \text{Im}\{P_{a1}\} = -\text{Im}\{P_{a2}\}$$

$$t_0 = \frac{\pi}{\omega_0} = \frac{\pi}{\text{Im}\{P_{a1}\}} \quad (7)$$

Um den angestrebten hohen Abtastwirkungsgrad und damit eine gute Linearität und ein geringes Rauschen zu erzielen, darf die Abtastdauer durch die Breite t_a der Ansteuerimpulse nicht zusätzlich eingeengt werden, d. h., es muß

$$t_a \geqq t_0 \quad (8)$$

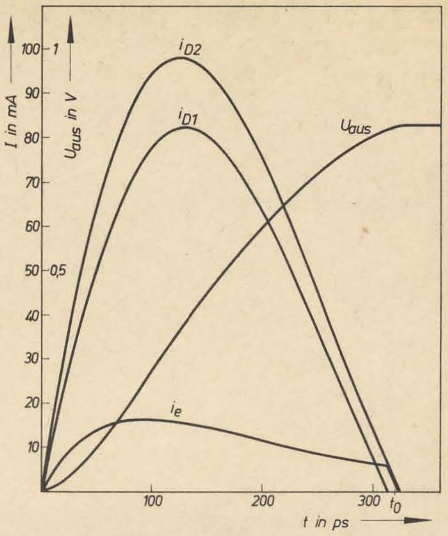


Bild 4: Zeitverlauf der Diodenströme i_{D1} und i_{D2}, des Eingangsstromes i_e und der Ausgangsspannung $U_{aus}(t)$ für $U_e = 1$ V

gewählt werden. Man erhält dann einen Abtastwirkungsgrad von

$$\eta = \frac{U_{aus}(t_0)}{U_e} \quad (9)$$

und eine Grenzfrequenz von

$$f_g \approx \frac{1}{2t_0} \quad (10)$$

Im Bild 4 sind die Diodenströme i_{D1} und i_{D2}, der Eingangsstrom i_e und die Ausgangsspannung $U_{aus}(t)$ für $U_e = 1$ V dargestellt. Dabei wurde mit $Z_e = 50\,\Omega$, $Z_1 = Z_2 = 25\,\Omega$, $C = 2{,}2$ pF, $U_m = 6$ V und den Werten der Schottkydiode КД 514 А von $R_D = 15\,\Omega$ und $L_D = 4{,}25$ nH gerechnet.

Es ist zu sehen, wie die Dioden durch die Nulldurchgänge von i_{D1} und i_{D2} gesperrt werden. Steile Rückflanken der Ansteuerimpulse U_{a1} und U_{a2} sind demnach nicht notwendig. Die Leitungen L_1 und L_2 könnten durch Abschlußwiderstände ersetzt werden, die jedoch schwieriger zu realisieren sind [6].

Trotz der angenommenen rechteckigen Ansteuerimpulse sind die Sperrzeitpunkte der Dioden von der Eingangsspannung abhängig und stimmen bei $U_e \neq 0$ nicht mehr mit t_0 überein. Der Einfluß dieser Verschiebung auf die Ausgangsspannung U_{aus} ist aber sehr gering, denn U_{aus} ist nach Gl. (5) proportional zur Fläche unter der Kurve für i_e, die sich gegenüber einem idealen Abbrechen von i_e zur Zeit t_0 nur sehr wenig ändert. Da außerdem i_e zur Zeit t_0 bereits auf 35 % seines Maximalwertes abgeklungen ist, kann eine sehr gute Linearität erwartet werden. Gleichzeitig ergibt sich ein hoher Abtastwirkungsgrad von $\eta = 0{,}82$.

Es sei noch bemerkt, daß $U_{aus}(t)$ den Verlauf der Sprungantwort der Schaltung bei der Abtastung von Zeitfunktionen nach dem Samplingverfahren wiedergibt. Aus Bild 4

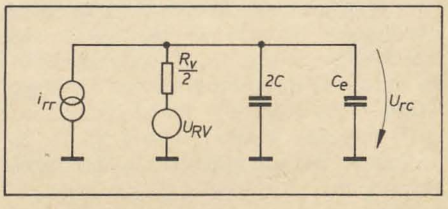


Bild 5: Rauschersatzschaltung der Diodenbrücke

erhält man eine Anstiegszeit der Sprungantwort von 220 ps, die recht genau der aus Gl. (10) folgenden Grenzfrequenz von 1,56 GHz entspricht.

Temperaturdrift

Die wesentliche Ursache der Temperaturdrift ist die starke Temperaturabhängigkeit der Sperrströme I_R der Dioden [7]:

$$\frac{dI_R}{dT} \approx 0{,}1\, I_R \qquad (11)$$

Dadurch entsteht eine Temperaturdrift der Vorspannungen U_{v1} und U_{v2} an den Dioden

$$\frac{dU_{v1,2}}{dT} \approx -0{,}1\, R_v I_R$$

Das führt zu einer Drift der Abtastspannung, für die man auf die Eingangsspannung bezogen erhält

$$\frac{dU_e}{dT} \approx 0{,}05\, R_v (I_{R1} - I_{R2}) \qquad (12)$$

Mit einem für Schottkydioden typischen Sperrstrom von 40...100 nA (КД 514 А) muß mit einer Differenz $I_{R1} - I_{R2} \approx 20$ nA gerechnet werden.

Soll die Temperaturdrift der Eingangsspannung unter 0,2 mV/K bleiben, darf R_v nicht größer als 200 kΩ gewählt werden.

Rauschen

Rauschen in der Diodenbrücke

Im Bild 5 sind die Rauschquellen in der Diodenbrücke eingezeichnet. Die Signalquelle wurde dabei als angepaßt, aber rauschfrei angenommen.

r_d sind die differentiellen Widerstände der in Durchlaßrichtung arbeitenden Sperrschichten der Dioden:

$$r_d = \frac{kT}{q i_D}$$

Die Rauschstromquellen i_r stellen das Schrotrauschen der Dioden dar [7]:

$$i_r = \sqrt{2q\, i_D \Delta f}$$

U_{Re} und U_{RD} sind die thermischen Rauschspannungen der entsprechenden Widerstände:

$$U_R = \sqrt{4\, kTR \Delta f}$$

Bei der Abtastung werden diese Rauschspannungen mit der Bandbreite $\Delta f = f_g$ [Gl. (10)] und dem Abtastwirkungsgrad η auf die Speicherkondensatoren übertragen. Auf das Eingangssignal bezogen ergibt sich ein Effektivwert der Rauschspannung von

$$U_{r1} \approx \sqrt{kTf_g(2R_D + R_e) + \frac{k^2T^2}{\overline{i_D} q} f_g} \qquad (13)$$

q = Elementarladung
k = Boltzmann-Konstante
T = absolute Temperatur in K
$\overline{i_D}$ = mittlerer Abtaststrom während der Zeit t_0.

Mit den für Bild 4 verwendeten Zahlenwerten erhält man eine Rauschspannung von nur 23 µV.

Rauschquellen auf der NF-Seite

Ein wesentlicher Beitrag zum Rauschen wird von Rauschquellen auf der NF-Seite

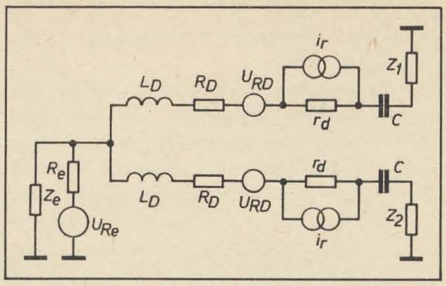


Bild 6: Rauschersatzschaltung für die NF-Seite

der Abtastschaltung geliefert. Hier machen sich vor allem die thermischen Rauschspannungen der Widerstände R_v und das Rauschen der Diodensperrströme bemerkbar. Zur Berechnung wird aus Bild 2 die Ersatzschaltung nach Bild 6 abgeleitet. Dabei wurde zusätzlich die Eingangskapazität C_e eines nachfolgenden Verstärkers für U_{aus} berücksichtigt. Die Widerstände R_1 und R_2 können gegenüber dem viel größeren R_v vernachlässigt werden.

Das Schrotrauschen der Sperrströme I_R wird durch die Rauschstromquelle i_{rr} dargestellt. U_{RV} ist die thermische Rauschspannung von $R_v/2$.

Der Effektivwert der Rauschspannung am Ausgang der Abtastschaltung ergibt sich zu

$$U_{rc} = \sqrt{\frac{kT}{2C + C_e}\left(1 + \frac{I_R R_v q}{kT}\right)} \qquad (14)$$

Bezieht man die Rauschspannung auf das Eingangssignal U_e, so muß man den Abtastwirkungsgrad η nach Gl. (9) und die Ladungsteilung zwischen 2C und C_e berücksichtigen. Wegen der Widerstände R_1 und R_2 und der immer vorhandenen Reihenwiderstände und Induktivitäten am Verstärkereingang kann nämlich C_e während der kurzen Abtastdauer nicht aufgeladen werden, so daß sich die auf der Speicherkapazität 2C gespeicherte Ladung nachträglich auf C_e und 2C aufteilt. Auf den Eingang bezogen ergibt sich damit eine Rauschspannung von

$$U_{r2} = \frac{1}{\eta}\sqrt{\frac{kT(2C + C_e)}{4C^2}\left(1 + \frac{I_R R_v q}{2kT}\right)} \qquad (15)$$

Besonders bei kleinen Werten von η kann diese durch die NF-seitigen Rauschquellen verursachte Störspannung wesentlich größer sein als das bei der Abtastung selbst entstehende Rauschen nach Gl. (13).

Mit den für die Berechnung von Bild 4 verwendeten Werten und $C_e = 5$ pF, $I_R = 50$ µA, $R_v = 100$ kΩ erhält man $U_{r2} = 57$ µV.

Gesamtrauschen

Durch quadratische Addition der aus den Gln. (13) und (15) folgenden Rauschspannungen ergibt sich für die auf den Eingang bezogene gesamte Rauschspannung ein Effektivwert von nur 61 µV. Das ist 10- bis 20mal weniger, als man mit den in Samplingoszillografen verwendeten Abtastschaltungen erreicht. Dieses überraschend gute Ergebnis kommt durch den hohen Abtastwirkungsgrad zustande, der mit 0,82 wesentlich größer als bei den üblichen Schaltungen ist.

Es muß außerdem beachtet werden, daß in der Rechnung angenommen wurde, daß die Ansteuerimpulse U_{a1} und U_{a2} frei von Amplitudenjitter sind. Bei vielen Abtastschaltungen, die zur Impulserzeugung Avalanche-Transistoren [8] verwenden, ist das nicht der Fall. Vor allem bei nicht exakter Symmetrierung der Ansteuerimpulse kann dabei eine erhebliche zusätzliche Rauschspannung entstehen.

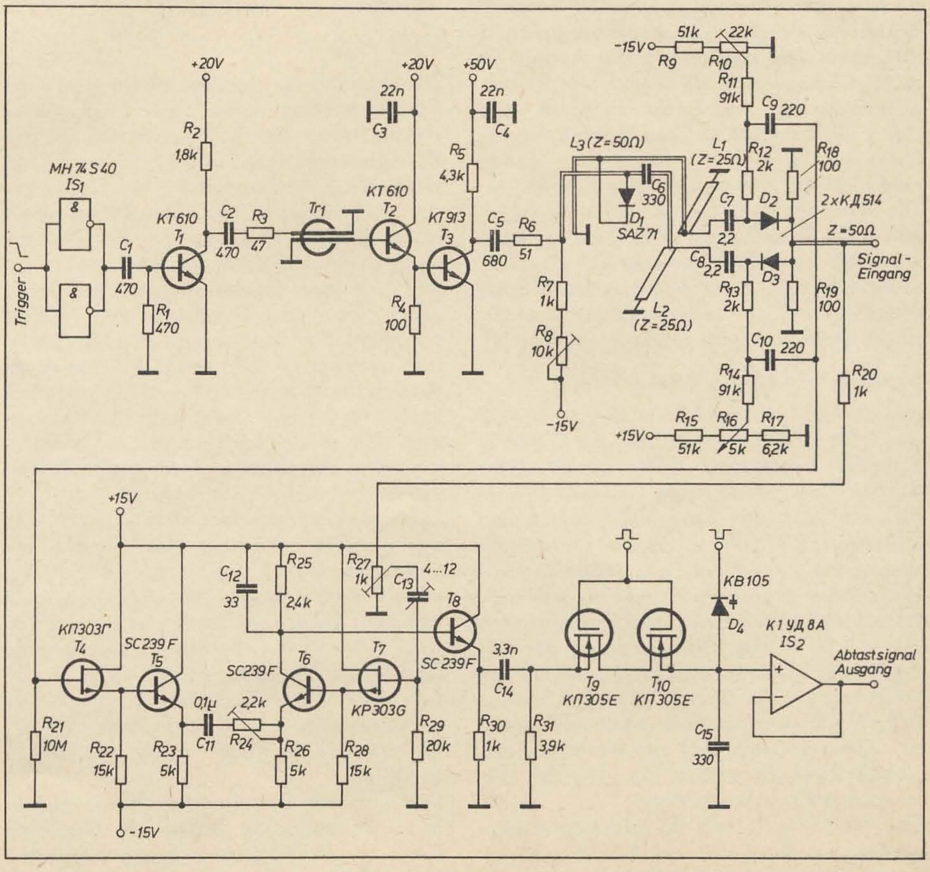


Bild 7: Gesamtschaltung

Erprobte Schaltung

Ansteuergenerator

Die gesamte Abtastschaltung ist im Bild 7 dargestellt. Die Abtastung wird durch eine H-L-Flanke des Triggersignales ausgelöst. Dabei wird durch den hohen Ausgangsstrom der beiden parallelgeschalteten Schottky-TTL-Gatter von IS_1 der Transistor T_1 in etwa 2 ns geöffnet. Am Kollektor von T_1 entsteht ein negativer Impuls, der durch den Kabelübertrager Tr_1 invertiert wird [5] und der T_2 öffnet. Durch den hohen Emitterstrom von T_2 öffnet T_3 sehr schnell und erzeugt am Lastwiderstand R_6 einen Spannungssprung von 600 ps Anstiegszeit und 50 V Amplitude.
Diese Werte sind ähnlich wie die mit Avalanchetransistoren erreichbaren [8] [9], wobei aber das für den Avalanchebetrieb charakteristische Amplitudenjitter vermieden wird.

Symmetrierung und Impulsversteilerung

Der von T_3 gelieferte Impuls wird durch die Leitung L_3 symmetriert und durch die Snap-off-Diode D_1 [10] auf eine Anstiegszeit von 120 ps versteilert.
Für eine gute Symmetrierung muß L_3 möglichst lang sein und so verlegt werden, daß eine genügend große Induktivität gegenüber der Massefläche erreicht wird. D_1 wird in der Nähe des Leitungsendes angebracht, um zu vermeiden, daß durch das Übertragungsverhalten der Leitung die Anstiegszeit des versteilerten Impulses beeinträchtigt wird. Gleichzeitig wird dadurch gesichert, daß die an D_1 entstehende Reflexion erst dann wieder am Ansteuergenerator ankommt, wenn T_3 voll geöffnet und die Leitung durch R_6 angepaßt ist.

Abtastschaltung

Auf das Prinzip der Abtastschaltung wurde bereits im Bild 2 eingegangen. Die gesamte Schaltung wurde in Streifenleitungstechnik aufgebaut [6]. Der prinzipielle Aufbau ist im Bild 7 perspektivisch angedeutet.
Die Breite t_a der Ansteuerimpulse wird durch die doppelte Laufzeit durch L_1 und L_2 bestimmt. L_1 und L_2 müssen lang genug sein, daß die Bedingung (8) erfüllt ist.
Für Anwendungen, bei denen eine Abtastung mit Rückführung vorteilhaft ist, kann ein entsprechend bemessener Teil der Ausgangsspannung einer nachfolgenden Speicherschaltung an der Masseseite der Widerstände R_{10} und R_{17} zugeführt werden [2].

Signalverarbeitung auf der NF-Seite

Das Abtastsignal wird über den Sourcefolger T_4 dem Differenzverstärker mit T_5 und T_6 zugeführt. Für T_4 muß ein Typ mit möglichst kleiner Eingangskapazität verwendet werden, da sonst das Rauschen deutlich verstärkt wird [Gl. (15)]. MOSFETs sind wegen des starken Funkelrauschens ungeeignet.
Wegen der gegenüber C_7 und C_8 nicht vernachlässigbaren Sperrschichtkapazitäten von D_2 und D_3 ist die Sperrdämpfung der Abtastschaltung ohne zusätzliche Maßnahmen zu gering. Das im Sperrzustand durchgelassene Signal wird deshalb durch ein Signal von gleicher Größe und gleicher Frequenzabhängigkeit am zweiten Eingang des Differenzverstärkers kompensiert.
Die MOSFETs T_9 und T_{10} arbeiten zusammen mit C_{15} als Sample-and-hold-Schaltung. T_9 und T_{10} werden unmittelbar nach der Abtastung für 100 ns geöffnet, so daß das nur kurzzeitig anliegende Abtastsignal in C_{15} gespeichert wird.
Zur Schaltspitzenkompensation wird eine Kapazitätsdiode verwendet, die bei richtiger Vorspannung gegenüber einer festen Kapazität den Vorteil hat, daß die Kompensation von der anliegenden Signalspannung nahezu unabhängig ist. Die Nichtlinearität, die sonst durch die signalspannungsabhängige Kompensation entsteht, wird damit auf unschädliche Werte gesenkt.

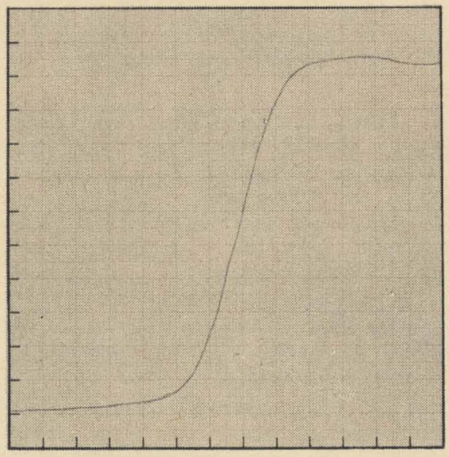


Bild 8: Sprungantwort der Abtastschaltung (Zeitmaßstab 100 ps/Skt.)

Das gespeicherte Signal wird durch den Spannungsfolger IS_2 ausgekoppelt. Der Eingangsstrom der verwendeten К 140 УД 8А liegt bei 200 pA, so daß eine Speicherdrift des Signales auf C_{15} von etwa 0,7 V/s zu erwarten ist. Die Schaltung ist damit ohne zusätzliche Speicher für Abtastfolgefrequenzen bis zu etwa 100 Hz herab verwendbar.

Ergebnisse

Zur Messung der Sprungantwort wurde die Abtastschaltung ihrem Verwendungszweck entsprechend als Eingangsschaltung des Boxcarintegrators BCI 280 [1] verwendet. Es wurde ein Spannungssprung von 150 ps Anstiegszeit aufgezeichnet. Das Meßergebnis ist im Bild 8 dargestellt. Bei Berücksichtigung der Anstiegszeit des Testimpulses ergibt sich eine Eigenanstiegszeit von etwa 220 ps, was einer Bandbreite von 1,6 GHz entspricht. Der Aussteuerbereich der Schaltung beträgt ± 2 V, wobei im gesamten Bereich die Abweichungen von der Linearität unter 2 % bleiben. Diese Werte sind so gut, daß sich eine Rückführung zur Verbesserung der Linearität und zur Vergrößerung des Aussteuerbereiches erübrigt.
Für das Eigenrauschen wurde ohne jede nachträgliche Glättung des Signals ein Spitze-Spitze-Wert von $U_{rSS} = 360\,\mu V$ ermittelt. Dabei wurde so gemessen, daß 95 % der Rauschamplituden im Bereich von $\pm U_{rSS}/2$ lagen. Unter der Annahme einer Gaußschen Amplitudenverteilung ergibt sich dann der Effektivwert zu $90\,\mu V$. Der vorhergesagte sehr geringe Wert für die Rauschspannung wird damit weitgehend bestätigt.
Herkömmliche Samplingeinheiten vergleichbarer Zeitauflösung haben ein Eigenrauschen um 5 mV(SS) und Aussteuerbereiche von 300 mV im Geradeausbetrieb und 1 V mit Rückführung (z. B. Sampling-Head S1 von Tektronix). Damit erhält man Dynamikbereiche (Verhältnis der Spitzenwerte von Aussteuerbereich und Rauschen) von 120 bzw. 400. Der Dynamikbereich der beschriebenen Abtastschaltung übertrifft mit $1{,}1 \cdot 10^4$ die bei diesen Schaltungen erreichten Werte erheblich. Da dieser Wert ohne Rückführung erreicht wird, ergeben sich entscheidende Vorteile bei Random-Sampling-Anwendungen sowie bei der Verarbeitung von Einzelimpulsen und verrauschten und in der Amplitude schwankenden Signalen.
Selbst in Fällen, wo mit Rückführung gearbeitet werden kann, ergibt die Schaltung durch ihr geringes Rauschen und ihren großen Aussteuerbereich gegenüber herkömmlichen Schaltungen eine beträchtlich erhöhte Meßgenauigkeit.

Literatur

[1] Becker, W.: Signal-Mittelwertbildung nach dem Boxcarverfahren. radio fernsehen elektronik 28 (1979) H. 7, S. 415–418

[2] Bühn, U.: Ein Beitrag zur Berechnung der Tast- und Halteschaltung mit Rückführung. Nachrichtentechnik 20 (1970) H. 4, S. 134–137

[3] Lipinski, K.: Das Random-Sampling-Verfahren in der Oszillographentechnik. Internationale Elektronische Rundschau 26 (1972) H. 9, S. 209 bis 212

[4] Merkelo, J.: A dc – to 20 GHz Thin-Film Signal Sampler for Microwave Instrumentation. Hewlett-Packard Journal 24 (1973) H. 8, S. 10–13

[5] Kempe, N.: Breitbandtransformatoren auf der Grundlage von Wellenleitern. radio fernsehen elektronik 24 (1975) H. 24, S. 804–808

[6] Lämmel, J.: Höchstfrequenzleitungen und Bauelemente in Flachbauweise. Nachrichtentechnik 21 (1971) H. 11, S. 384–388

[7] Möschwitzer, A.; Lunze, K.: Halbleiterelektronik. Berlin: VEB Verlag Technik 1973

[8] Schuster, H.: Erzeugung von Impulsen mit extrem steilen Flanken durch Avalanchetransistorschaltungen. radio fernsehen elektronik 18 (1969) H. 6, S. 184–187

[9] Purschwitz, R.: Avalanchegeneratoren zur Erzeugung steiler Rechteckstromimpulse. radio fernsehen elektronik 28 (1979) H. 6, S. 385–387

[10] Becker, W.; Fomm, H.: Impulsformung mit Dioden SAZ 13 und SA 412 im Snap-off-Betrieb. radio fernsehen elektronik 25 (1976) H. 14, S. 812 und 813

Suchen

2 Digitalvoltmeter Typ G 1001.50. Leihweise, Umsetzung oder Kauf

VEB BMSR AEGIR

8045 Dresden, Reisstraße 30

Tel. 2 23 02 48

Integrierte Zeitsteuerschaltung E 355 D

Dr.-Ing. JÜRGEN TEICHMANN

Mitteilung aus dem VE Institut für Mikroelektronik Dresden

Die in diesem Beitrag vorgestellte integrierte Zeitsteuerschaltung E 355 D (TGL 35 335) dient der Erzielung längerer Verzögerungszeiten. Durch die Teilung der Frequenz eines RC-Oszillators werden große Verzögerungszeiten auch bei relativ hohen Oszillatorfrequenzen erreicht. Der Steuerausgang ist in der Lage, ein 12-V-Relais mit 50 mA anzusteuern. Dieses Ausgangssignal liegt auch negiert mit geringerer Leistungsfähigkeit vor. Die IS ist in I²L-Technik gefertigt und TTL-kompatibel.

Das Prinzipschaltbild der integrierten Zeitsteuerschaltung E 355 D ist im Bild 1 dargestellt. Diese IS besteht im wesentlichen aus folgenden Baugruppen:

RC-Relaxationsoszillator
je ein (1 024:1)-, (10:1)-, (10:1)-, (6:1)-Teiler
fünf Eingangsverstärker
sieben Ausgangsverstärker
eine Prellunterdrückungsschaltung
eine Setzschaltung
eine programmierbare logische Anordnung
eine Steuerlogik
eine Stromversorgungsschaltung.

Typische Beschaltung

Bild 2 zeigt die typische äußere Beschaltung des Zeitsteuerschaltkreises. Mit den Elementen R_A, R_B und C wird die Oszillatorfrequenz bestimmt. Mit den Schaltern (oder feste Verdrahtung) S_A, S_B und S_C wird die Programmierung der sieben Funktionen (die achte ist nicht belegt) durchgeführt. Durch die Stellung des Schalters S_Z (bzw. feste Verdrahtung) wird der Zeitbereich grob eingestellt. Mit dem Schalter S_{St} erfolgt der Start des Zeitvorganges je nach Funktion durch Öffnen oder Schließen. Die Ausgangssignale werden an O_{Rs} dem 12-V-Relais (50 mA) oder einer anderen Last zugeführt. Der Ausgang O_S liefert ein Setzsignal zur Ansteuerung des Erweiterungsschaltkreises E 350 D (TGL 35 334), (s. a. Seite 287), mit dem noch größere Verzögerungszeiten zu erzielen sind. Die Kapazität C_{CB} dient der Festlegung der sogenannten Prellzeit, durch die bei einigen Funktionen das mehrfache Schalten mit prellenden Kontakten an I_{St} verhindert werden kann. Die Kapazität C_{CV} dient der Siebung der Betriebsspannung, wodurch sich das Oszillatorverhalten verbessert. Die am Ausgang O_A angeschlossene Leuchtdiode gestattet die optische Anzeige eines ablaufenden Zeitvorganges mit einer Blinkfrequenz von 1...10 Hz im Hauptfrequenzbereich des Oszillators. Der Schalter S_{SE} ermöglicht, zu beliebigen Zeitpunkten den Ausgangszustand der Schaltung herzustellen, was sonst durch eine Automatik beim Einschalten der Betriebsspannung oder am Ende eines Zeitvorganges erfolgt.

Oszillator

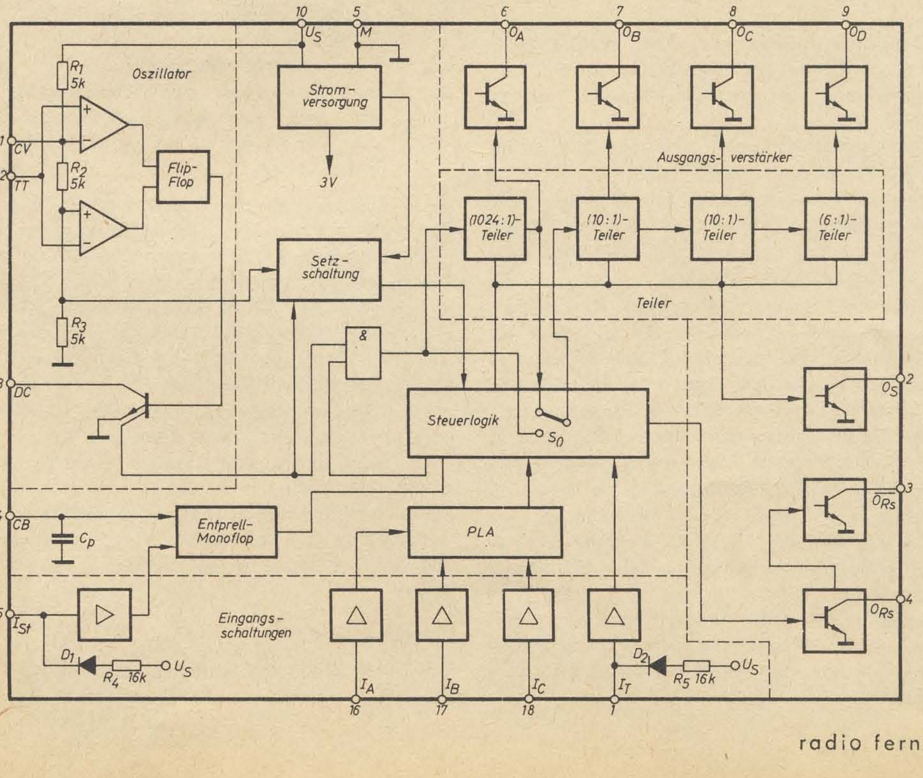
Mit dem Oszillator wird außer bei Fremdansteuerung die hohe Genauigkeit der Zeitbereiche erzielt.
Die sich mit der Betriebsspannung proportional ändernden Schwellwerte U_{TTL} und U_{TTH} werden von drei 5-kΩ-Widerständen R_1, R_2 und R_3 (s. Bild 1) den beiden Komparatoren zugeführt. Sie liegen bei 0,33 U_S und 0,66 U_S. Bei der typischen Beschaltung nach Bild 2 erfolgt die Aufladung der äußeren Kapazität C über R_A und R_B. Erreicht die Spannung am Eingang TT den oberen Schwellwert, so wird über den oberen Komparator das Flip-Flop umgeschaltet und die Entladung der Kapazität C über R_B eingeleitet. Beim unteren Schwellwert schaltet der untere Komparator das Flip-Flop wieder um, wodurch wieder die Aufladung beginnt. Der Oszillator schwingt mit der Zeitdauer

$$t_{Osz} = \frac{1}{f_{Osz}} = \frac{C(R_A + 2R_B)}{1{,}44} \qquad (1)$$

Mit einer Variation der Gleichspannung an CV im Bereich von (0,6...0,75) U_S um den sich automatisch einstellenden Wert von 0,66 U_S kann diese Zeitdauer geringfügig variiert werden (Feinabgleich):

$$t_{Osz} = C(R_A + R_B)\ln\frac{U_S - \frac{U_{CV}}{2}}{U_S - U_{CV}} + CR_B\ln 2 \qquad (2)$$

Die Zeit t_{Osz} und damit auch die später erwähnten Verzögerungszeiten t_V sind demzufolge eine lineare Funktion von R_A, R_B oder C. Bild 3 zeigt Wertekombinationen zur Bestimmung von Oszillatorfrequenzen. Durch das gewählte Oszillatorprinzip wird gewährleistet, daß bei identischer RC-Beschaltung verschiedene Schaltkreise praktisch auf der gleichen Frequenz schwingen. Die Abweichungen haben einen typischen Wert von ± 0,8 %.
Der Oszillator zeichnet sich durch eine für einen RC-Relaxationsoszillator hohe Temperatur- und Spannungskonstanz aus. Typische Abhängigkeiten sind in den Bildern 4 und 5 dargestellt. Die äußeren Bauelemente haben dabei konstante Temperatur. Mit etwa 0,015 %/K ist der Oszillator sehr temperaturstabil. Meist wird das Temperaturverhalten der äußeren Beschaltung in der Gesamtschaltung dominieren.



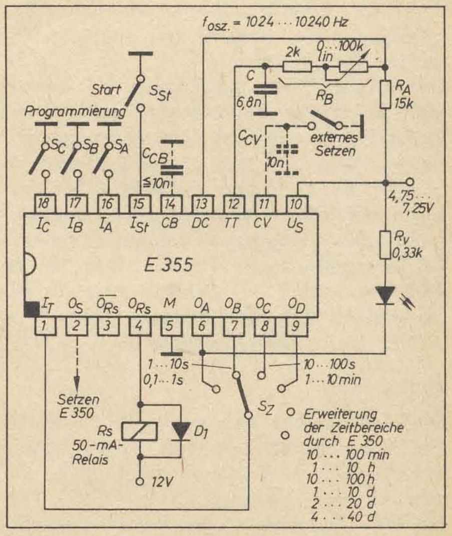


Bild 2: Typische äußere Beschaltung der E 355 D

◄
Bild 1: Prinzipschaltbild der IS E 355 D

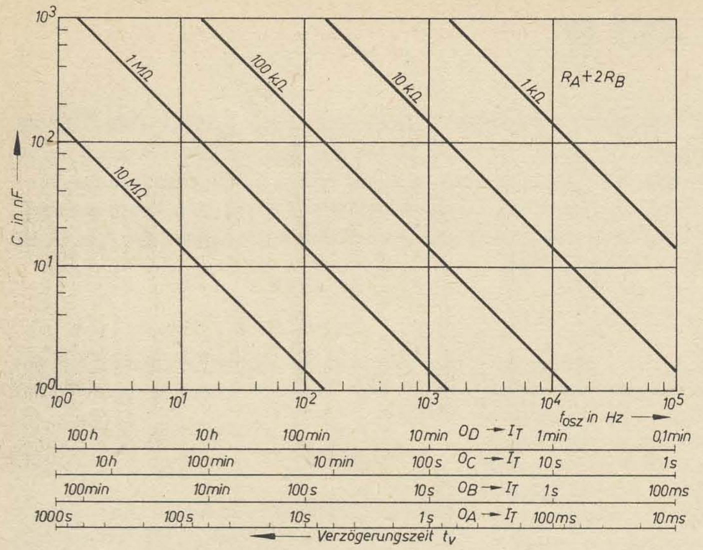
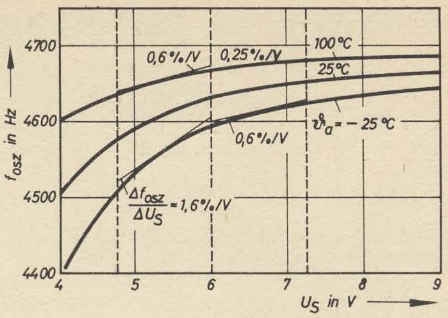


Bild 3: Abhängigkeit der Oszillatorfrequenz und der durch die Verbindung zu I_T bestimmten Verzögerungszeiten t_V von R_A, R_B und C

Bild 5: Abhängigkeit der Oszillatorfrequenz von der Betriebsspannung ($R_A = R_B = 1\,k\Omega$, $C = 100\,nF$)



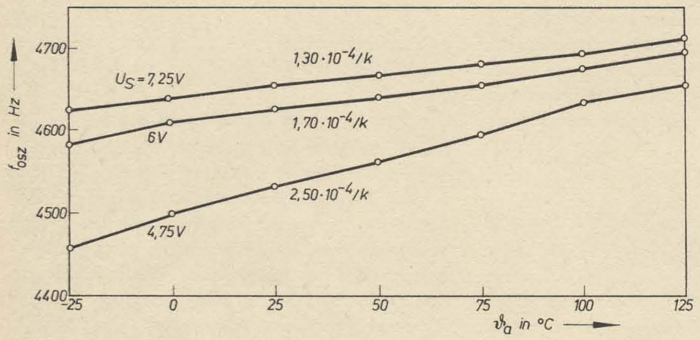


Bild 4: Abhängigkeit der Oszillatorfrequenz von der Temperatur ($R_A = R_B = 1\,k\Omega$, $C = 100\,nF$)

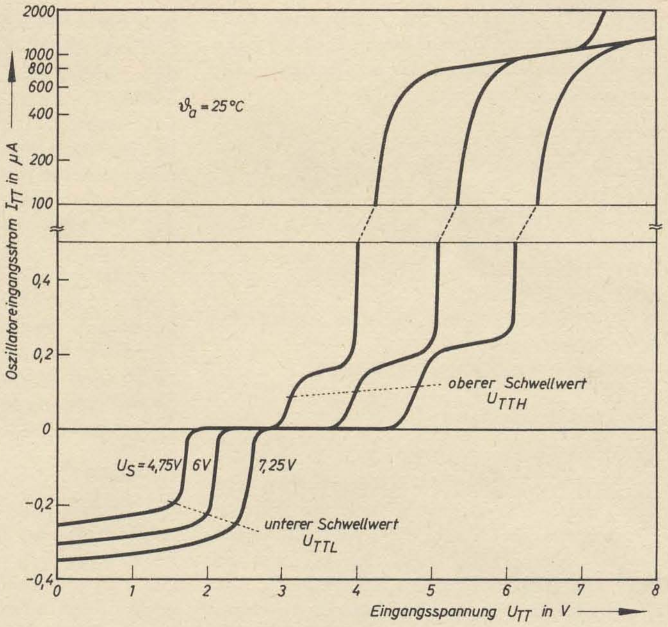


Bild 6: Typische Eingangskennlinie des Trigger-Threshold-Einganges TT

Bei höheren Frequenzen sind größere Abhängigkeiten zu erwarten. Es ist eine Kompensation des vom Oszillator verursachten Temperaturganges möglich. Bei hohen Betriebsspannungen sinkt der Einfluß der Temperatur gegenüber den Werten an der unteren Grenze.

Der Oszillator kann auch durch Fremdsignale (z. B. TTL-Schaltungen, Quarzoszillator) direkt an TT angesteuert werden. Der Oszillator schwingt, außer beim Setzen durch CV, ständig während angelegter Betriebsspannung, wodurch nur einmalig Einlaufeffekte auftreten.

Der Trigger-Threshold-Eingang TT beeinflußt kaum die andauernde Ladung und Entladung. Durch die sehr geringen Eingangsströme tritt eine ohmsche Belastung nur kurz vor Erreichen der beiden Schwellwerte auf. Bild 6 zeigt typische Kennlinien am Oszillatoreingang TT bei verschiedenen Betriebsspannungen. Diesem Bild ist zu entnehmen, daß der Schaltkreis auch bei minimaler Betriebsspannung mit $U_{TT} = 7{,}25$ V angesteuert werden kann.

Zeitbereiche

Die Zeitbereiche werden grob durch die wahlweise Herstellung von Verbindungen zwischen den Teilerausgängen O_A, O_B, O_C oder O_D mit I_T eingestellt (s. Bild 2). Das Ein- bzw. Ausschalten des Relaisausganges O_{Rs} und dessen Negation $\overline{O_{Rs}}$ erfolgt über die extern herzustellende, wählbare Verbindung (Schalter S_Z, Bild 2).

Die Feinabstufung wird durch die Variation der Oszillatorfrequenz vorgenommen. Im Bild 3 ist der Zusammenhang zwischen

Tafel 1: Zeitbereiche, äußere Umschaltung der Teiler und Feinabstimmung des Oszillators (10:1)

Bereich	Verbindung I_T mit	Zeitbereich	Teilungsverhältnis n
1	O_A	0,1...1 s	1 024
2	O_B	1...10 s	10 240
3	O_C	10...100 s	102 400
4	O_D	1...10 min	614 400

Oszillatorfrequenz und den entsprechend der gewählten Verbindung zu I_T sich ergebenden Verzögerungszeiten t_V dargestellt.

Die Oszillatorfrequenz wird vorzugsweise im Bereich von $f_o = 10\,240$ Hz bis $f_u = 1\,024$ Hz eingestellt. Es ergeben sich die in Tafel 1 gezeigten vier Zeitbereiche für die Verzögerungszeit t_V, die am Relaisausgang O_{Rs} bzw. $\overline{O_{Rs}}$ wirksam werden.

Bei zusätzlicher Anwendung des Teilerschaltkreises E 350 D (TGL 35 334) kann der Zeitbereich bei gleichen Oszillatorfrequenzen auf maximal 40 Tage erweitert werden. Durch eine relativ geringe Änderung der Oszillatorfrequenz um eine Größenordnung sind durch dieses Konzept Zeitbereiche von 0,1 s bis 40 Tage einstellbar.

Da es aus verschiedenen Gründen schwierig ist, niedrige Oszillatorfrequenzen alterungsbeständig, störsicher, feuchtigkeitsunempfindlich und billig zu realisieren, wird hohen Frequenzen immer der Vorzug gegeben und für große Verzögerungszeiten der Erweiterungsschaltkreis eingesetzt werden.

Die asynchronen Teiler werden zuerst durch die Flanke vom Starteingang I_{St} und dann vom Oszillator angesteuert. Durch dieses Prinzip ist gesichert, daß auch bei niedrigsten Oszillatorfrequenzen (z. B. 1 Hz) beim Starten mit I_{St} bei den entsprechenden Funktionen O_{Rs} sofort schaltet.

Die Verzögerungszeit t_V berechnet sich nach

$$t_V = (n - 0{,}5 \pm 0{,}5)\, t_{Osz} + t_d \quad (3)$$

n = gewähltes Teilungsverhältnis nach Tafel 1
t_{Osz} = Schwingungsdauer von TT
t_d = Verzögerungszeit des Schaltkreises, abhängig von gewählter Verbindung zu I_T, bis zu einigen zehn Mikrosekunden

An den Open-collector-Ausgängen O_A bis O_D entstehen bei entsprechender Last Impulse mit einem (1:1)-Tastverhältnis.

Die aus Gl. (3) hervorgehenden hohen Genauigkeiten bei Wahl eines großen Teilungsverhältnisses sind bei einem RC-Oszillator nicht ausnutzbar, da dann dessen Fehler dominiert. Sie sind dagegen mit einer Quarzansteuerung ausnutzbar. Sehr genaue kurze Zeiten sind dann mit hohem Teilungsverhältnis und hoher Quarzfrequenz erzielbar.

Eine vorzeitige Verkürzung der Verzögerungszeit t_V ist nach halber Verzögerungszeit durch Anlegen eines L-Impulses an I_T möglich.

Programmierung

Der Zeitschaltkreis gestattet, sieben verschiedene Funktionen im Zusammenhang

mit der Verzögerungszeit t_V auszuführen. Diese Funktionen werden an den Eingängen I_A, I_B und I_C durch Anlegen stationärer Binärkombinationen (L- bzw. H-Pegel oder offen) eingestellt. Die Programmierung muß vor dem Start eines Zeitvorganges erfolgen.

Funktion 1: Einschaltverzögerung

Nach Anlegen eines L-Signales an den Starteingang I_{St} beginnt die Teilerkette zu arbeiten. Nach abgelaufener Verzögerungszeit t_V wird der Ausgangstransistor des Relaisausganges O_{Rs} eingeschaltet. Gleichzeitig wird der Transistor des Ausganges $\overline{O_{Rs}}$ ausgeschaltet. O_{Rs} wird durch einen L-H-Übergang am Starteingang I_{St} wieder ausgeschaltet. Wird I_{St} vor Ende der Verzögerungszeit t_V auf H-Potential gebracht, so erfolgt keine Reaktion an O_{Rs}. Der Zähler wird wieder in die Ausgangslage gesetzt (O_A, O_B, O_C, O_D = H).
Bild 7 zeigt die wesentlichen Potentialverläufe. Sie sind mit denen der Funktion 0 identisch. Der Setzausgang O_S zeigt an, ob die Teiler blockiert (O_S = L) oder freigegeben sind bzw. teilen (O_S = H).

Funktion 2: Addierende Einschaltverzögerung

Bei I_A = L, I_B = H, I_C = L werden die Zeiten, während denen I_{St} = L gilt, addiert. Hat die Summe dieser L-Zeiten die Verzögerungszeit t_V erreicht, so wird O_{Rs} eingeschaltet. Beim nachfolgenden Übergang von I_{St} auf H wird O_{Rs} wieder ausgeschaltet. Der kleinste zu addierende Zeitabschnitt ist wegen der Prellunterdrückung $t_x = t_{pr}$. Ist der L-Impuls an I_{St} länger als t_V, so liegt Identität zur Funktion 1 vor. Bild 8 zeigt die Funktionsabläufe.

Funktion 3: Ausschaltverzögerung

Bei I_A = H, I_B = H, I_C = L wird O_{Rs} bei der ersten H-L-Flanke von I_{St} eingeschaltet. Bei der ersten L-H-Flanke an I_{St} (frühestens ab $t = t_{pr}$ wirksam) beginnt der Ablauf der Verzögerungszeit t_V, nach deren Ablauf O_{Rs} wieder ausgeschaltet wird. Bei einer erneuten H-L-Flanke an I_{St} vor Ablauf von t_V erfolgt ein Abbruch des Zeitablaufes. Dieser wird bei einer L-H-Flanke an I_{St} von neuem begonnen. Es liegt somit die Funktion eines retriggerablen Treppenlichtautomaten vor. Bild 9 zeigt die wichtigsten Impulsfolgen.

Funktion 4: Kippfunktion

Bei I_A = L, I_B = L, I_C = H schaltet O_{Rs} bei einer H-L-Flanke an I_{St} ein. Nach Ablauf von t_V wird O_{Rs} wieder ausgeschaltet, unabhängig von inzwischen an I_{St} anliegenden Signalen. Es handelt sich um das Prinzip eines häufig vorkommenden Treppenlichtautomaten. Bild 10 zeigt die wichtigsten Impulsfolgen.

Funktion 5: Wischfunktion

Bei I_A = H, I_B = L und I_C = H schaltet O_{Rs} bei einer H-L-Flanke an I_{St} ein. O_{Rs} wird entweder nach Ablauf von t_V oder bei vorzeitigem Übergang von I_{St} auf H wieder ausgeschaltet. Bild 11 zeigt die Funktionsabläufe.

Funktion 6: Astabiler Multivibrator

Bei I_A = L, I_B = H und I_C = H wird O_{Rs} bei einer H-L-Flanke an I_{St} eingeschaltet. Solange I_{St} = L ist, schwingt O_{Rs} mit einer (1:1)-Impulsfolge der Periodendauer t_V. Ein Impuls an I_{St}, der kürzer als $0{,}5\,t_V$ ist, erscheint demzufolge unverändert an O_{Rs}. Für die erste Verzögerungszeit gilt die Beziehung nach Gl. (3). Nach der zweiten Impulsfolge gilt $t_{VA} = n t_{Osz}$. Bild 12 zeigt die Funktionsabläufe.
Der Unterschied zwischen der Zeitdauer der ersten Schwingung und den darauffolgenden ist nur für Präzisionsvorgänge mit Quarzansteuerung von Bedeutung.

Funktion 0: Einschaltverzögerung mit Teilerüberbrückung

Die ursprünglich nur zur Beschleunigung der Prüfzeit bei der Herstellung des Schaltkreises vorgesehene Funktion (bei I_A = L, I_B = L, I_C = L) kann als Einschaltverzögerung wie die Funktion 1 verwendet werden (s. Bild 7). Bei dieser Funktion sind die (1 024:1)-Teiler und der erste (10:1)-Teiler an die Oszillatorfrequenz angekoppelt, die Verbindung zwischen beiden Teilern ist aufgehoben (im Bild 1 durch Schalter S_0 angedeutet). Es besteht somit die Möglichkeit, auch die durch 10 geteilte Oszillatorfrequenz zu erhalten.

Für die Verbindung mit O_A gilt Gl. (3). Für die Verbindungen O_B, O_C und O_D mit I_T gilt jedoch

$$t_V = (n + 0{,}5 \pm 0{,}5)\, t_{Osz} + t_d \qquad (4)$$

(n = 10, 100, 600)

Die Teiler kippen bei den letzten drei Verbindungen im Gegensatz zu allen anderen Funktionen bei der ersten L-H-Flanke von TT. Außerdem muß hier die eingestellte Prellzeit t_{pr} [s. Gl. (5)] größer als die Oszillatorperiodendauer t_{Osz} [Gl. (1)] sein.

Prellunterdrückung

Die Prellunterdrückungsschaltung hat die Aufgabe, Fehlfunktionen des Schaltkreises bei Ansteuerung des Starteinganges I_{St} mit prellenden Kontakten zu vermeiden. Die Prellunterdrückung ist bei jeder programmierten Funktion sowohl bei der H-L- als auch bei der L-H-Flanke von I_{St} wirksam. Sie blockiert nach einer Flanke für die Prellzeit t_{pr} den Eingang I_{St}. Im Bild 13 ist dargestellt, wie bei der Funktion 4 ein Neustart durch prellende Kontakte bei der L-H-Flanke vermieden wird. Durch die Prellunterdrückung wird jeder Impuls an I_{St} auf die Länge $t = t_{pr}$ gedehnt. So sind bei der Funktion 2 (addierende Einschaltverzögerung) nur Zeiten von $t_x > t_{pr}$ zu addieren. Die Prellzeit hat einen Mindestwert, der durch die integrierte Kapazität C_p (Bild 1, Bild 14) hervorgerufen wird. Durch Anschließen einer zusätzlichen Kapazität C_{CB} an CB kann die Prellzeit erhöht werden. Es

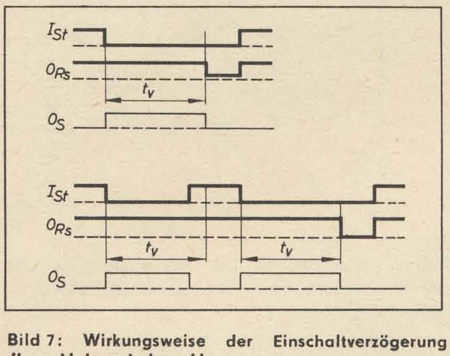


Bild 7: Wirkungsweise der Einschaltverzögerung (I_A = H, I_B = L, I_C = L)

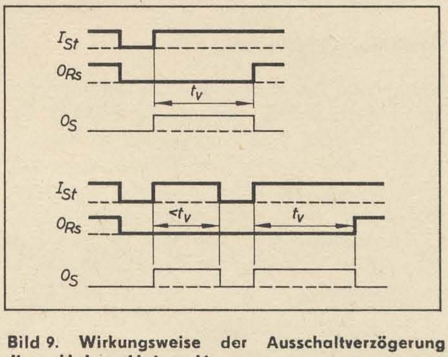


Bild 9. Wirkungsweise der Ausschaltverzögerung (I_A = H, I_B = H, I_C = L)

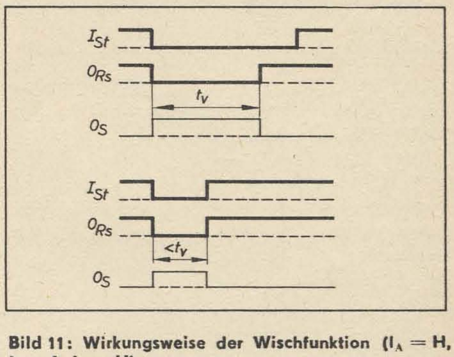


Bild 11: Wirkungsweise der Wischfunktion (I_A = H, I_B = L, I_C = H)

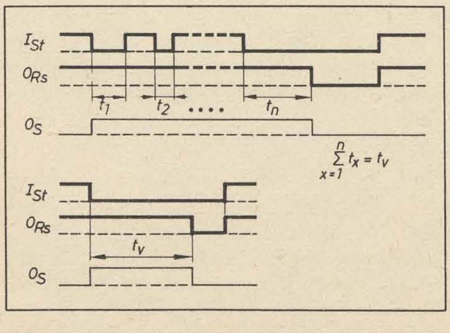


Bild 8: Wirkungsweise der addierenden Einschaltverzögerung (I_A = L, I_B = H, I_C = L)

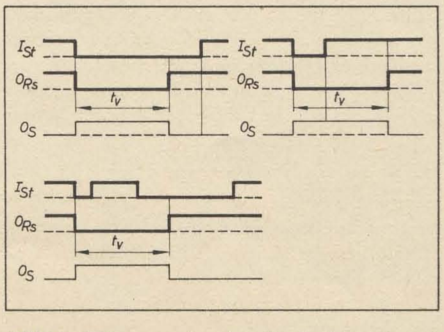


Bild 10: Wirkungsweise der Kippfunktion (I_A = L, I_B = L, I_C = H)

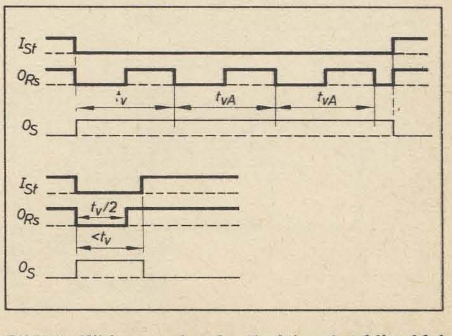


Bild 12: Wirkungsweise der Funktion Astabiler Multivibrator (I_A = L, I_B = H, I_C = H)

gilt der Zusammenhang

$$t_{pr} = 0{,}16 + C_{CB} \quad (5)$$

t_{pr} in ms
C_{CB} in nF

Die Prellzeit wird mit dem im Bild 14 dargestellten Monoflop realisiert. Dieses wird durch eine Stromquelle I_1, eine Sperrschichtkapazität C_p und einen aus pnp- und npn-Transistor (T_1, T_2) bestehenden Thyristor gebildet. Zur Vergrößerung der Ausnutzung der integrierten Kapazität C_p wurde eine Hubvergrößerung mit den Dioden D_1 und D_2 vorgenommen. Das Entprellmonoflop hat nicht die hohe Temperatur- und Spannungskonstanz wie der RC-Oszillator. Es ergeben sich auch stärkere Abweichungen zwischen verschiedenen Schaltkreisen. Trotz der Prellunterdrückungsschaltung reagiert der Starteingang auf Mikrosekunden-Impulse.

Automatisches und äußeres Setzen

Eine Setzschaltung sorgt dafür, daß beim Einschalten oder während des Betriebes bei Bedarf die Ausgangslage für die Funktionsabläufe eingestellt wird. Äußeres Zeichen für den gesetzten Zustand ist ein L-Signal am Setzausgang O_S. Wird die Betriebsspannung bei $I_{St} = H$ (bzw. offen) und Vorhandensein der äußeren RC-Beschaltung des Oszillators (TT = L) beliebig langsam (z. B. Netzteil) eingeschaltet, so werden die inneren Flip-Flops gesetzt, der Transistor des Setzausganges O_S eingeschaltet und alle Transistoren der Zeitbereichsausgänge O_A bis O_D gesperrt. Erreicht die Spannung U_{TT} den oberen Schwellwert des Oszillators (0,66 U_S) zum ersten Mal, so ist die Schaltung durch Freigabe der inneren Flip-Flops betriebsbereit. I_{St} kann zum ersten Mal betätigt werden.

Während des Betriebes kann bei beliebigem Zustand durch kurzzeitiges (typ. 2 μs) Anlegen eines L-Signales (Schalter oder Transistor eines Open-collector-Ausganges) am Anschluß CV ebenfalls die Ausgangslage hergestellt werden. Der Starteingang I_{St} muß vor Verschwinden dieses L-Signales auf H liegen, um die Schaltung bei allen Funktionen starten zu können.

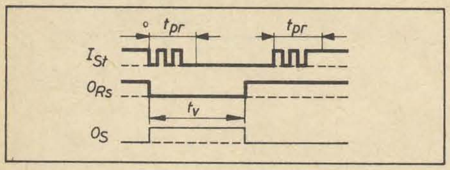


Bild 13: Wirkung der Prellunterdrückung bei der Kippfunktion

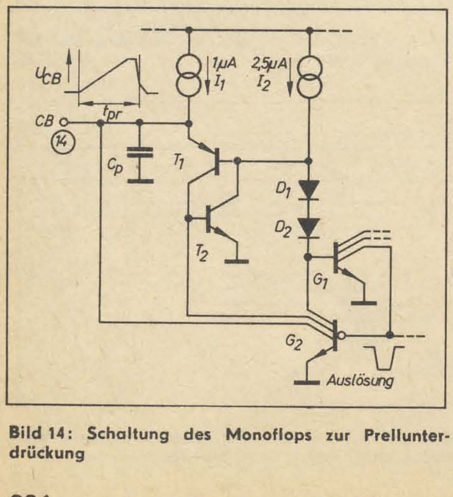


Bild 14: Schaltung des Monoflops zur Prellunterdrückung

Wird die Betriebsspannung während des Betriebes für wenige Mikrosekunden unterbrochen, so wird die Schaltung beim Wiederanstieg von U_S in die Ausgangslage gesetzt, d. h., der Zählerzustand wird gelöscht. Die Programmierung kann auch nach erfolgtem Setzen erfolgen.

Eigenschaften der Ein- und Ausgänge

Alle Eingänge können von TTL-Signalen angesteuert werden. Bild 15 zeigt das Schaltbild aller Eingangsschaltungen, die TTL-Pegel in I^2L-Signale umformen. Bei den Eingängen I_T und I_{St} wird durch den Widerstand R_1 und die Diode D_5 ein H-Pegel mit einem Wert von nahe U_S erzeugt, wodurch sich die Störschwelle erhöht. Im Bild 16 sind die Eingangskennlinien dieser Eingangsschaltungen dargestellt. Durch die geringen Umladeströme von 6 μA beträgt die minimale Impulsbreite für L- und H-Impulse etwa 1 μs. Damit liegen gegenüber TTL-Schaltungen unempfindliche, gegenüber industriellen Anwendungen relativ empfindliche Eingänge vor. Die Umschaltspannung liegt bei 1,2 V (bei 25 °C).

Alle Ausgänge der Schaltung sind Open-collector-Ausgänge. Der Ausgang O_A dient neben der Ansteuerung des Zeitbereicheinganges I_T der Ansteuerung einer 20-mA-Lumineszenzdiode, die bei Ablauf eines Zeitvorganges mit dem Tastverhältnis 1:1 blinkt. Der Ausgang $\overline{O_{Rs}}$ hat die zu O_{Rs} inverse Information und eine geringere Leistungsfähigkeit (> 4 mA). Mit diesem Ausgang kann ein diskreter Transistor angesteuert werden, der eine höhere Spannungs- oder Strombelastbarkeit als der Transistor des O_{Rs}-Ausganges aufweist. Das Ausgangssignal dieses diskreten Transistors ist dann identisch mit dem O_{Rs}-Signal. Die Belastbarkeit aller Ausgänge bei L-Pegel ist dem Bild 17 zu entnehmen. Durch die interne Spannungsversorgung besteht nahezu keine Abhängigkeit dieser Kennlinien von der Betriebsspannung.

Wichtige Kenngrößen

Neben den aus den Bildern zu entnehmenden Eigenschaften hat die IS E 355 D die in der Tafel 2 zusammengestellten technischen Daten. Die in zwei Ebenen angeordnete I^2L-Logik benötigt 5 %, der Oszillator 28 %, der Ausgangsverstärker O_{Rs} 25 % des Betriebsstromes. Der Rest verteilt sich vorwiegend auf die übrigen sechs Ausgangsverstärker.

Tafel 2: Technische Daten

Betriebsspannung U_S in V	4,75...7,25
max. Betriebsstrom I_S in mA	
bei 7,25 V	< 15, typ. 10
Eingangsstrom (0,4 V) $-I_{IL}$ in μA	
an I_A, I_B, I_C	typ. 6
an I_{St}, I_T	typ. 350
Ausgangsstrom (0,4 V) I_{OL} in mA	
an O_A	> 20
an O_B, O_C, O_D, O_S, $\overline{O_{Rs}}$	> 4
an O_{Rs} (0,5 V)	> 50
an DC (0,2 V)	> 10
Ausgangssperrspannung U_{OH} in V	
an O_{Rs}	> 14,5
an O_A, O_B, O_C, O_D, $\overline{O_{Rs}}$, O_S, DC	> 7,25
Temperaturbereich ϑ_a in °C	−25...85
max. Oszillatorfrequenz	
f_{Osz}, f_{TT} in kHz	> 100

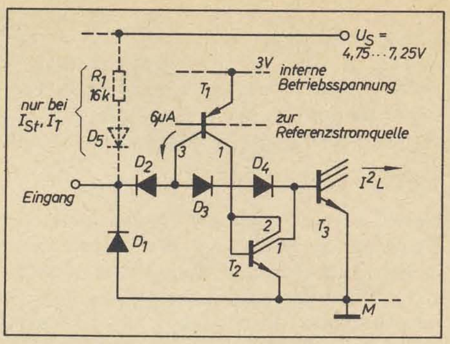


Bild 15: Schaltbild der Eingangsschaltungen

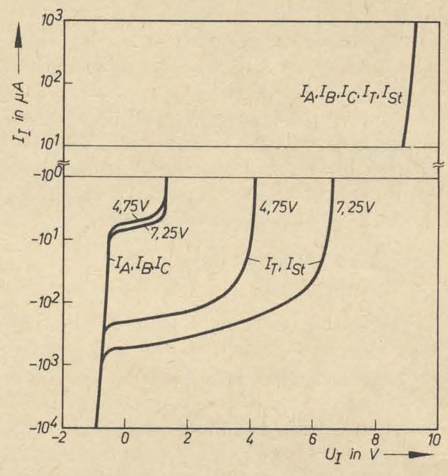


Bild 16: Kennlinien aller Steuereingänge. Parameter: Betriebsspannung

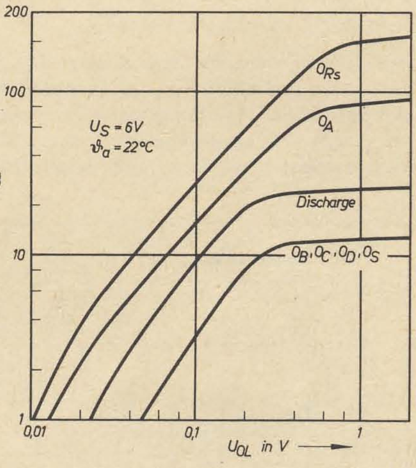


Bild 17: Abhängigkeit der Ausgangs-L-Spannung der verschiedenen Ausgänge von der Belastung

Der Schaltkreis besteht aus etwa 250 I^2L-Gattern und 150 zusätzlichen Bauelementen (npn- und pnp-Transistoren, Widerstände, Kapazitäten). Das sind über 1 000 Bauelemente, die auf 5 mm² integriert sind.

Anwendung als Teiler

Die IS E 355 D kann auch als asynchroner Teiler mit einer Grenzfrequenz von mindestens 100 kHz benutzt werden. Der Eingang I_T wird bei dieser Funktion an H-Potential gelegt. Die Ansteuerung erfolgt an TT mit TTL-Signalen. Die Ausgänge O_A bis O_D ergeben verschiedene Teilungsverhältnisse mit einem (1:1)-Tastverhältnis. Beim Ein-

schalten der Betriebsspannung bzw. Anlegen eines L-Impulses zu beliebigem Zeitpunkt an CV gehen alle Teilerausgänge in den H-Zustand. Die Teilung muß durch eine Flanke an I_{St} freigegeben werden. Bei dieser Freigabe schalten alle Teilerausgänge auf L. Anschließend erfolgt die Ansteuerung des Teilers durch die Signale an TT, wobei die L-H-Flanke das Kippen bewirkt. Nur bei der Funktion Null werden die (10:1)-, (100:1)- und (600:1)-Teiler zum ersten Mal von TT aus gekippt, wenn vorher die Freigabe an I_{St} erfolgte. Das Teilen kann außer an I_{St} auch durch einen H-L-H-Impuls an I_T abgebrochen werden. Dabei gehen alle Teilerausgänge in den H-Zustand. Die Unterbrechungsmöglichkeit gilt jedoch nicht für die Funktion 6.

Die Tafel 3 zeigt die Zusammenstellung der Teilereigenschaften bei den einzelnen Funktionen. Bei allen Funktionen wirkt an I_{St} die Prellunterdrückung, deren Auswirkungen ggf. beim Unterbrechen und Wiedereinschalten der Teilung zu beachten sind.

Bei der Funktion 6 kann der Eingang I_T unabhängig vom Teiler als Inverter zu $\overline{O_{Rs}}$ und nochmals negiert zu O_{RS} ($O_{Rs} = I_T$) benutzt werden. Die Verzögerungszeit zwischen diesen Ausgängen kann zur Ableitung von 1-μs-Impulsen beim Wechseln der I_T-Information benutzt werden. Bei der Anwendung als Teiler können die negierten TT-Signale an DC entnommen werden.

Tafel 3: Ubersicht über die Eigenschaften als Frequenzteiler

Funktion	Teilungsverhältnis	Flanke an I_{St}, die die Teilung freigibt	Flanke an I_{St}, die die Teilung stoppt	Ausgangszustände nach Stopp
1,5,6		HL	LH	H
2	1 024:1 ($TT\text{-}O_A$)	HL	LH	je nach Zustand
	10 240:1 ($TT\text{-}O_B$)			
3	102 400:1 ($TT\text{-}O_C$)	LH	HL	H
4	614 400:1 ($TT\text{-}O_D$)	HL	—	(H)
7		LH	HL	H
0	1 024:1 ($TT\text{-}O_A$)	HL	LH	H
	10:1 ($TT\text{-}O_B$)			
	100:1 ($TT\text{-}O_C$)			
	600:1 ($TT\text{-}O_D$)			

Zusammenfassung

Durch die Programmierung, die zahlreichen Ausgänge, die hohe Konstanz und freie Wählbarkeit der Oszillatorfrequenz, der großen Teilerkette mit Abgriffen und die große Leistungsfähigkeit des Relaisausganges ergeben sich zahlreiche Anwendungen. Sie liegen im Aufbau von genauen Zeitsteuergliedern (z. B. Zeitrelais, industrielle Steuerungen) für Verzögerungszeiten von Millisekunden bis zu Tagen. Weitere Anwendungen sind: Frequenzteiler, Quarzzeitglieder, Belichtungsuhr, gegenseitige Steuerung von Zeitschaltkreisen (Ampelsteuerung), Tiefstfrequenzoszillatoren, Treppenlichtautomaten, Blinkgeber und vieles andere.

Mit der IS E 355 D liegt ein Zeitsteuerschaltkreis vor, bei dem mit einer geringen Anzahl zusätzlicher Bauelemente der Bau von Geräten sehr unterschiedlicher Funktion und mit großem Zeitbereich durch minimalen Projektierungsaufwand sehr erleichtert wird.

Integrierter I²L-Teiler E 350 D

Dipl.-Ing. JÜRGEN BOLDT,
Dipl.-Ing. KLAUS JUNGE und
Dipl.-Ing. BERND SCHÖNFELDER

Mitteilung aus dem VE Institut für Mikroelektronik Dresden

Die IS E 350 D ist zur Erweiterung der Zeitbereiche der IS E 355 D entwickelt worden, jedoch auch einzeln als universeller Frequenzteiler einsetzbar. Sie ist TTL-kompatibel und für den Einsatz im erweiterten Temperaturbereich von $\vartheta_a = -25...85\,°C$ vorgesehen. Durch die Realisierung in I²L-Technik wurden eine hohe Packungsdichte und ein geringer Strombedarf erzielt. Die IS wird im 14poligen DIL-Plastgehäuse hergestellt.

Die Anschlußbelegung des integrierten Teilers E 350 D ist im Bild 1 dargestellt. Die Schaltung besteht aus der Stromversorgung, vier Eingangsstufen zur TTL-I²L-Pegelanpassung, sechs Open-collector-Ausgangsstufen zur I²L-TTL-Pegelanpassung und zwei unabhängigen Teilerketten, die einzeln dominant setzbar sind (s. Bild 2). In der Tafel sind die technischen Daten zusammengestellt.

Beide Teilerketten bestehen aus jeweils drei hintereinandergeschalteten Teilerstufen mit unterschiedlichen Teilungsverhältnissen, die jeweils einen Ausgang ansteuern.

Die Teilerkette 1 realisiert die Teilungsverhältnisse 10:1, 60:1, 600:1 (vom Eingang IT_1 zu den Ausgängen O_E, O_F, O_G) und die Teilerkette 2 die Teilungsverhältnisse 24:1, 48:1, 96:1 (vom Eingang IT_2 zu den Ausgängen O_H, O_I, O_K). Jeder Takteingang einer Teilerkette ist von einem beliebigen Ausgang der anderen Teilerkette ansteuerbar, und somit sind auch folgende Teilungsverhältnisse realisierbar: 240:1, 480:1, 960:1, 1 140:1, 2 880:1, 5 760:1, 14 400:1, 28 800:1, 57 600:1.

Zur Erhöhung der Störsicherheit im H-Zustand ist es ratsam, die Verbindung des Ausganges der einen Teilerkette mit dem Eingang der anderen Teilerkette über einen Widerstand $\geq 4\,k\Omega$ an $+U_S$ zu legen. Die Teiler kippen nach erfolgtem Setzen bei der ersten H-L-Flanke an IT_1 bzw. IT_2 in die Arbeitslage. An den Ausgängen entstehen Impulsfolgen mit einem Tastverhältnis von 1:1.

Eingangsstufen

Die Eingangsstufen (s. Bild 3) dienen zur Anpassung der unterschiedlichen Spannungspegel von TTL- und I²L-Schaltungen.

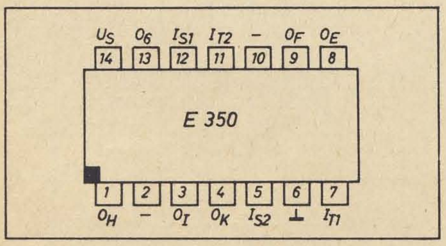


Bild 1: Anschlußbelegung der IS E 350 D (von oben)

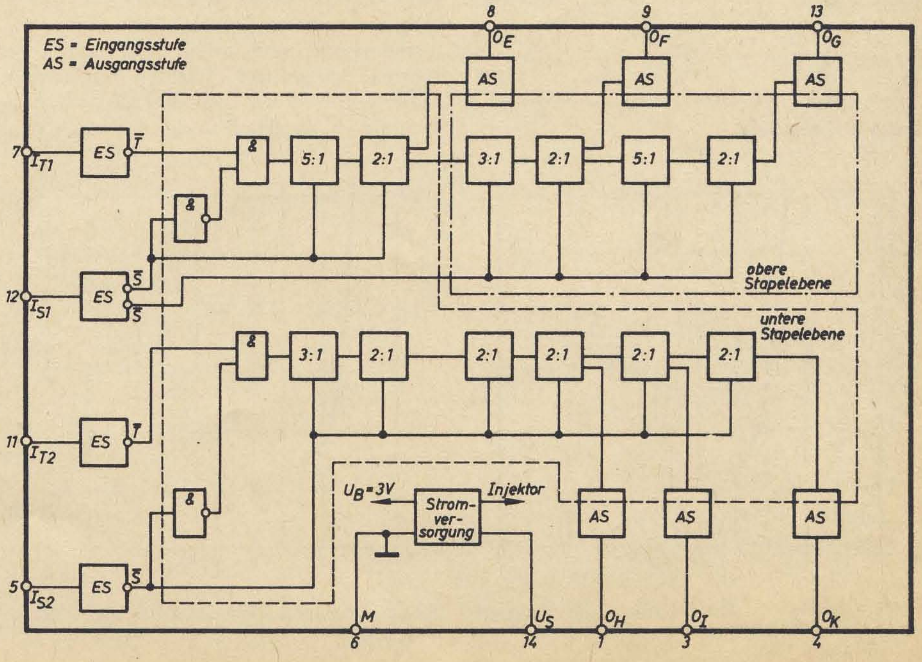


Bild 2: Prinzipschaltbild der E 350 D ►

Technische Daten

Betriebsbedingungen	
Betriebsspannung	$U_S = 4{,}75...7{,}25$ V
Eingangsspannung	$U_{IH} = 2{,}0...5{,}5$ V
	$U_{IL} = 0...0{,}8$ V
Umgebungstemperatur	$\vartheta_a = -25...85$ °C
Grenzkenngrößen	
Betriebsspannung	$U_S = 0...8$ V
Eingangsstrom	$I_I = 1$ mA
Eingangsspannung	$U_I = -0{,}8...7{,}25$ V
Ausgangsspannung	$U_0 = -0{,}5...8$ V
Verlustleistung	$P_{tot} = 200$ mW
Statische und dynamische Kenngrößen (gültig im gesamten Temperaturbereich)	
Ausgangssperrstrom	
bei $U_0 = 7{,}25$ V	< 250 µA
Eingangsströme	
bei $U_I = 0{,}4$ V	$I_{IL} < 0{,}4$ mA
bei $U_I = 2{,}4$ V	$I_{IH} < 10$ µA
Ausgangsspannung	
bei $I_0 = 4$ mA	$U_0 < 0{,}4$ V
Stromaufnahme	
bei $U_S = 7{,}25$ V	
und L an allen Ausgängen	$I_{SL} < 7$ mA
Stromaufnahme	
bei $U_S = 7{,}25$ V	
und H an allen Ausgängen	$I_{SH} < 4$ mA
obere Grenzfrequenz	$f_0 > 100$ kHz
Setzimpulsdauer	> 10 µs
typische Verzögerungszeiten	
zwischen I_{T1} und O_G	$t_D = 6$ µs
zwischen I_{T2} und O_K	$t_D = 6$ µs
zwischen I_{S1} und O_G	$t_D = 8$ µs
zwischen I_{S2} und O_K	$t_D = 8$ µs

Der Transistor T_3 wurde als Stromspiegel ausgeführt, um definierte Stromverhältnisse zu gewährleisten. Das variable Stromspiegelverhältnis ermöglicht eine optimale Anpassung der einzelnen Eingangsstufen an die nachfolgenden I²L-Schaltungen, die schaltungstechnische Unterschiede aufweisen.

R wurde relativ hochohmig gewählt, um eine geringe Störempfindlichkeit der Eingangsschaltungen zu erzielen.

Die Bilder 4 und 5 zeigen die gemessene Störsicherheit des Einganges IT_1 bei positiven und negativen Eingangsimpulsen. Dabei wurde die Teilerkette 1 bis zum Ausgang O_E als Indikatorschaltung verwendet. Die Schwellspannung der Eingangsstufen beträgt etwa 1,2 V bei 25 °C. Eine typische Eingangskennlinie mit den einzuhaltenden Grenzwerten ist im Bild 6 dargestellt. Eine Eingangsstufe stellt eine Maximallast von 0,25 TTL-Lasten dar. Alle Eingänge sind mit Clamping-Dioden beschaltet.

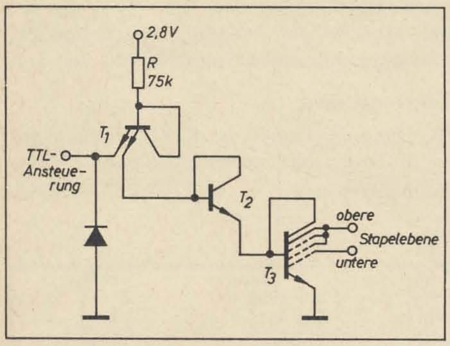


Bild 3: Eingangsstufe

Ausgangsstufen

Die Ausgangsstufen (Bild 7) mit offenem Kollektor sind für einen Ausgangs-L-Strom von $I_{0L} = 4$ mA ($N_0 = 2{,}5$ für TTL) dimensioniert. Die maximale Sperrspannung am Ausgang beträgt 7,25 V.

Der Stromspiegel T_3 liefert einen definierten Basisstrom für die Darlingtonschaltung mit T_4, T_5. T_2 dient zur schnellen Ausräumung der Basisladung von T_4. Der Basisstrom für den Ausgangstransistor T_6 wird mit R_1 festgelegt. Die Ausräumung erfolgt durch R_2. Das an der Basis von T_1 anliegende I²L-Signal erscheint invertiert am Ausgang.

Eine typische Ausgangskennlinie ist im Bild 8 dargestellt.

Stromversorgung

Die Schaltung der Stromversorgung ist im Bild 9 dargestellt. Aus der angelegten Betriebsspannung U_S wird eine stabilisierte Spannung $U_B = 3$ V zur Verfügung gestellt. An den als Dioden geschalteten Transistoren T_1 bis T_5 wird eine Referenzspannung erzeugt, die mit T_6 abgegriffen wird. Der Stabilisierungsfaktor dieser Schaltung gegenüber Schwankungen der Versorgungsspannung beträgt etwa 10. Die Abhängigkeit der internen Betriebsspannung U_B von der Speisespannung U_S und ϑ_a ist im Bild 10 zu erkennen.

Die Ein- und Ausgangsstufen werden direkt von U_B versorgt, während die I²L-Stufen über einen Widerstand R_{Inj} mit Strom versorgt werden. Zur besseren Ausnutzung der vom Chip verbrauchten Leistung sind die I²L-Strukturen gestapelt worden. Dies ist möglich, da die Stromversorgung der I²L-Strukturen für die gewünschte Grenzfrequenz 0,65 V benötigt, aber von $U_B \approx 3$ V gespeist wird. Somit wird durch die Stapelung der Spannungsabfall über dem Injektorwiderstand und damit die nutzlos in Wärme umgesetzte Leistung verkleinert. Außerdem wird bei gleichem Gesamtinjektorstrom im Vergleich zu der normalen Ausführung in I²L-Technik ohne Stapeln je einzelnes Basisgebiet etwa der doppelte Injektorstrom eingespeist, woraus sich bessere dynamische Eigenschaften ergeben. Die Stapelung wird realisiert, indem etwa die Hälfte der Gatter in jeweils einem isolierten Gebiet angeordnet werden. Diese beiden Gebiete sind im Bild 9 als Kästchen angedeutet. Das Injektorniveau der I²L-Gatter in der oberen Ebene beträgt 1,3 V, deren Masseniveau entspricht dem Injektorniveau der I²L-Gatter in der unteren Ebene und beträgt 0,65 V.

Zu beachten ist, daß eine direkte Kopplung nur von Kollektoren der unteren Stapelebene an Basisknoten der oberen Stapelebene, an denen keine UND-Verknüpfung erfolgt, möglich ist. Eine Steuerung von

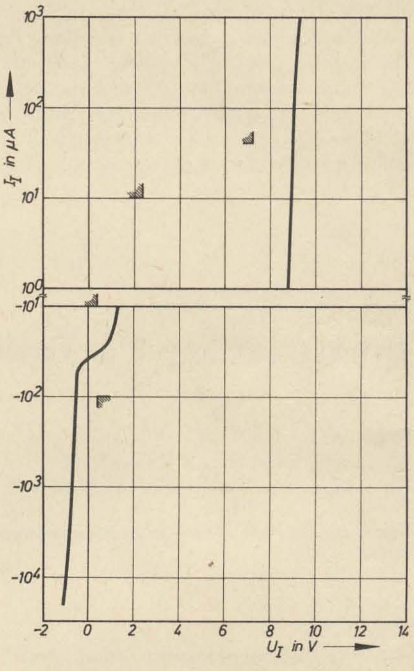


Bild 6: Eingangskennlinie

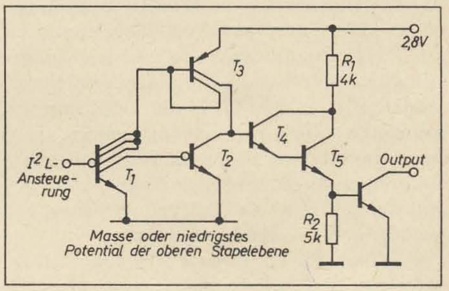


Bild 7: Ausgangsstufe

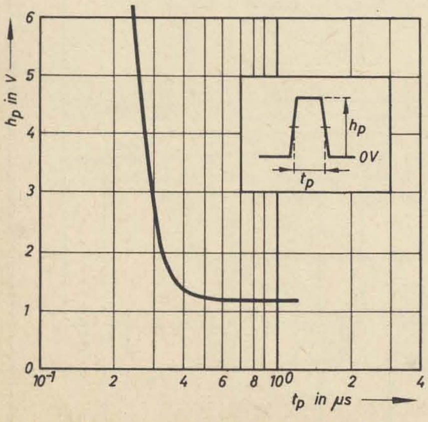


Bild 4: Gemessene Empfindlichkeit der Eingangsstufe gegenüber positiven Störimpulsen

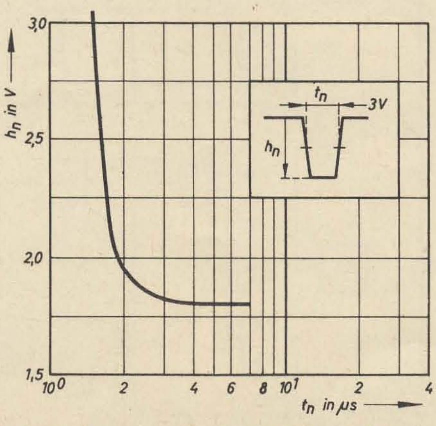


Bild 5: Gemessene Empfindlichkeit der Eingangsstufe gegenüber negativen Störimpulsen

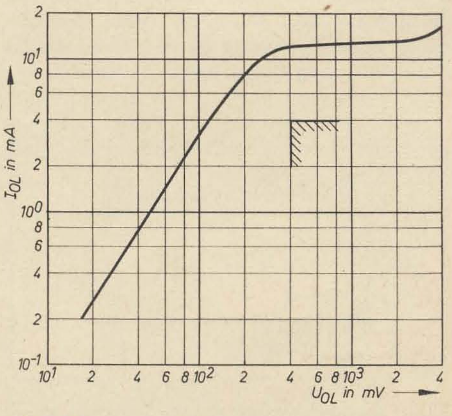


Bild 8: Ausgangskennlinie

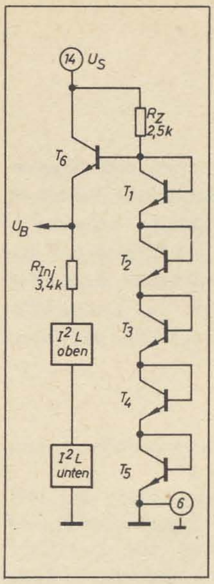


Bild 9: Stromversorgung

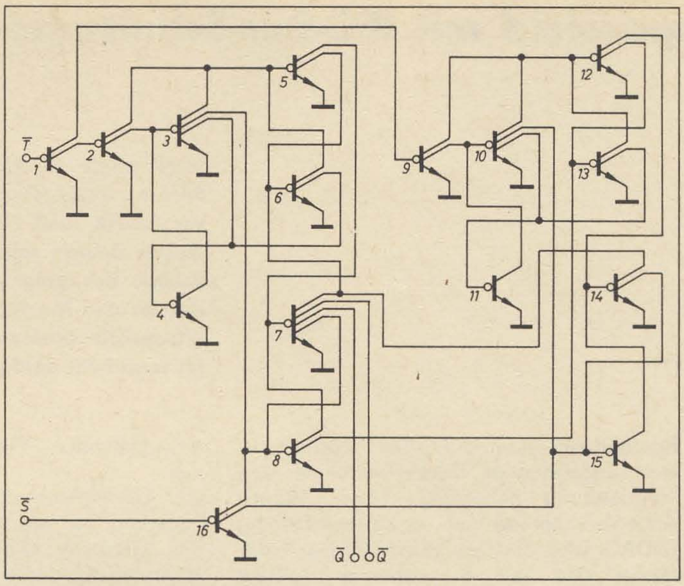


Bild 13: (3:1)-Teiler

der oberen zur unteren Stapelebene ist nur durch besondere schaltungstechnische Maßnahmen zu realisieren.

Der Betriebsstrom liegt unter Nennbedingungen bei folgenden typischen Werten:

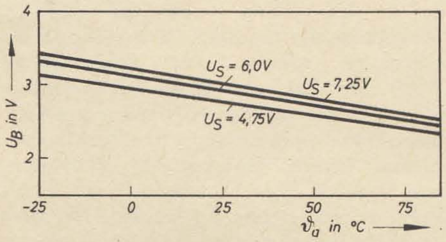


Bild 10: Abhängigkeit der inneren Betriebsspannung U_B von der Temperatur

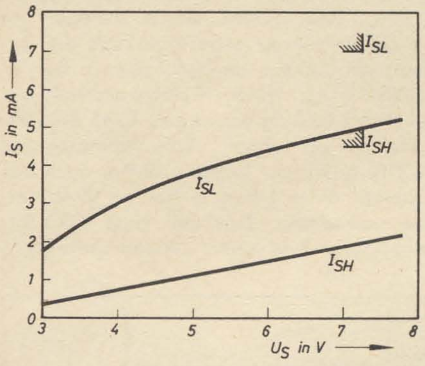


Bild 11: Betriebsstrom in Abhängigkeit von der Betriebsspannung

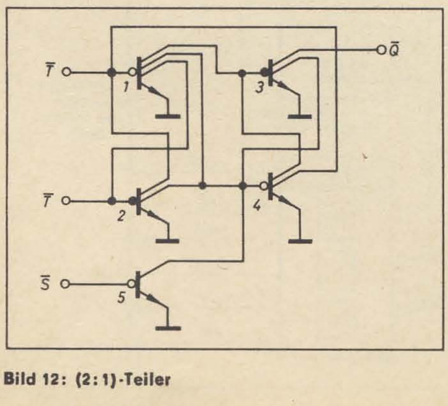


Bild 12: (2:1)-Teiler

– alle Ausgänge auf L $I_B \approx 5$ mA
– alle Ausgänge auf H $I_B \approx 1,5$ mA.

Der Betriebsstrom teilt sich folgendermaßen an den einzelnen Stufen auf:

Eingangsstufen	0,1 mA
I^2L-Stufen	0,5 mA
Stromversorgung	0,9 mA
Ausgangsstufen (L-Zustand)	3,5 mA
(H-Zustand)	einige Mikroampere

Bild 11 zeigt die Abhängigkeit des Betriebsstromes von der Betriebsspannung.

Teilerstufen

Alle Teilungsverhältnisse wurden durch die Kombination von (3:1)-, (5:1)- und (2:1)-Teilern realisiert.

Die Schaltung eines (2:1)-Teilers nach [3] zeigt Bild 12. Diese Teiler arbeiten dynamisch. Jeder Teiler besteht aus zwei RS-Flip-Flops, die aus Gattern mit unterschiedlichem Injektorstrom und somit unterschiedlichen Schaltgeschwindigkeiten aufgebaut sind. Die langsameren Gatter sind durch einen vollen Punkt am Basisknoten angedeutet. Dadurch ist es möglich, beide Eingänge jedes Flip-Flops mit einem Signal anzusteuern (T bzw. Kollektoren von 1). Bei Freigabe der Eingänge (Übergang von L nach H) nehmen die Flip-Flops eine definierte Stellung ein (Basen 1 und 4 auf L). Durch diese Schaltungstechnik ist es möglich, die (2:1)-Teiler mit einem minimalen Aufwand an Gattern aufzubauen. Die Setzfunktion wird durch das Gatter 5 in Verbindung mit der Bedingung Takt = H realisiert. Dadurch sind die Basen von 1 und 2 auf L. Das Setzsignal (S = L) erzwingt über 5 an der Basis 4 L-Potential, so daß sich an der Basis 3 automatisch H einstellt. Nach Verschwinden des Setzsignals bleibt der Teiler in der beschriebenen Ausgangslage und ist definiert gesetzt.

Der (3:1)- und (5:1)-Teiler arbeiten statisch und sind aus D-Flip-Flops aufgebaut, die logisch verkoppelt sind und synchron getaktet werden.

Der Vorteil der angewendeten Schaltungen für den (3:1)- und (5:1)-Teiler gegenüber bisher bekannten Lösungen besteht darin,

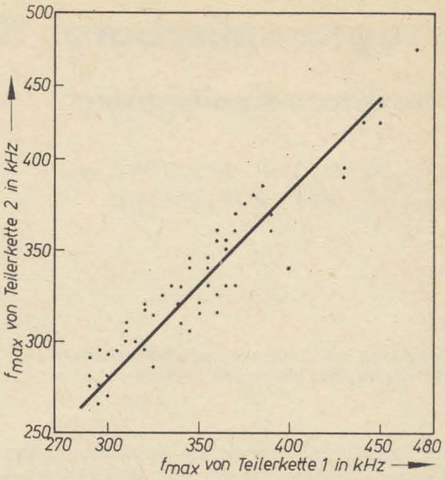


Bild 14: Gemessene obere Grenzfrequenz von Teilerkette 1 und Teilerkette 2

daß die Anzahl der Gatter für die logische Verknüpfung zwischen den einzelnen D-Flip-Flops unter Ausnutzung der Eigenarten der I^2L-Schaltungstechnik auf ein Minimum reduziert wurde und dadurch bei gleichem Injektionsniveau fast die gleiche maximale Eingangsfrequenz des (2:1)-Teilers erreicht wurde.

Die Schaltung des (3:1)-Teilers ist im Bild 13 dargestellt. Der (5:1)-Teiler ist ähnlich aufgebaut. Die Setzfunktion wird wie beim (2:1)-Teiler auch unter der Nebenbedingung Takt = H realisiert, um so weitere Gatter einzusparen.

Setzverhalten

Bei IS_1 = L werden alle Teilerstufen der Teilerkette 1 in den Anfangszustand gebracht und die Ausgangstransistoren von O_E, O_F und O_G gesperrt. Das Setzsignal an IS_1 ist dominierend, d. h., das Setzen ist unabhängig von der Belegung des Takteinganges IT_1. Bei IS_1 = H bleibt der Setzzustand nur dann erhalten, wenn IT_1 = H ist. Geht IS_1 bei IT_1 = L in den H-Zustand über, so ist dies gleichbedeutend mit einer H-L-Flanke an IT_1, d. h., die Teilerstufen gehen in die Arbeitslage über.

Bild 14 zeigt die Abweichungen der oberen Grenzfrequenzen beider Teilerketten. Die Teilerkette 2 hat das gleiche Verhalten (IT_2, IS_2, O_H, O_I, O_K).

Literatur

[1] TGL 35 334
[2] Teichmann, J.: I^2L-Schaltungstechnik. radio fernsehen elektronik 26 (1977) H. 8, S. 245–247
[3] Tucci, P. A.; Russel, L. K.: An I^2L watch chip with direct LED drive. Digest of Technical Papers 19 (1976), S. 66 und 67, 233
[4] Teichmann, J.: Störsicherheit von I^2L-Schaltungen. Nachrichtentechnik · Elektronik 28 (1978) H. 8, S. 312–314
[5] Teichmann, J.: Integrierte Zeitsteuerschaltung E 355 D. radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 5, S. 283–287

Programmierbares Koppelfeld mit IEC-Bus-Schnittstelle

Hardware-Realisierung

Dipl.-Ing. PETER JAKUBIK und
Dipl.-Ing. PETER RICHTER

Mitteilung aus der Sektion Informationstechnik der Technischen Universität Dresden

In [1] wurde die Anwendung und Pogrammierung eines Koppelfeldes zur Schaltung von Gleich- und NF-Signalen erläutert. In diesem Beitrag sollen der Entwurf und der Aufbau des programmierbaren Koppelfeldes für den Anschluß an das byteserielle-bitparallele Interface nach der IEC-Norm [2] vorgestellt werden.

Zur schaltungstechnischen Realisierung des IEC-Bus-Anschlusses für ein elektronisches Gerät ist eine Aufteilung in die Baugruppen IEC-Interface und Geräte-Interface üblich [3]. Bild 1 veranschaulicht den Anschluß des programmierbaren Koppelfeldes an den IEC-Bus. Die dargestellte Untergliederung gestattet einen systematischen und übersichtlichen Entwurf des Gerätes.
Für das IEC-Interface bieten sich Standardlösungen an (Moduln für bestimmte Funktionsblocktypen), da hier nur die im IEC-Dokument [2] definierten Interface-Funktionen in bestimmten Standardkombinationen auftreten.
Das Geräte-Interface ist zur Anpassung des IEC-Interfaces an den Gerätekern erforderlich. Es besteht aus Schaltungen, die zur Auswertung der Programmierdaten notwendig sind, und solchen, die entsprechende Signale zur Ansteuerung des Gerätekerns liefern. Hierbei handelt es sich im wesentlichen um Dekoder, Multiplexer, Speicher Pegelwandel- und Steuerschaltungen. Die Struktur und der Aufwand des Geräte-Interfaces werden hauptsächlich durch die vorgegebenen Programmiereigenschaften und die Beschaffenheit des Gerätekerns bestimmt.

IEC-Interface

Die Bestandteile des IEC-Interface-Blockes sind im Bild 2 dargestellt. Neben den Interface-Funktionen enthält er die Bus-Treiber- und Bus-Empfängerstufen, ein Zifferntor sowie den Adreß- und Befehlsdekoder. Das IEC-Interface hat bezüglich der Steuerung der Datenübernahme die Aufgabe, die Anpassung eines i. allg. vom Gerät her bereits vorliegenden Zweidraht-Handshake an den Dreidraht-Handshake des byteseriellen-bitparallelen Interfaces zu realisieren. Die hier vorhandenen zwei Rückmeldeleitungen sind erforderlich, weil auf dem IEC-Bus die Übertragung von einer Datenquelle (Talker) zu mehreren Datensenken (Listener) gleichzeitig vorgesehen ist. Die datenempfangenden Geräte können sehr unterschiedliche Bearbeitungszeiten aufweisen. Deshalb ist eine unabhängige Datenübernahme und -verarbeitung notwendig. Durch Wired-AND-Verknüpfung auf der einen Leitung (NDAC) wird die Fertigmeldung aller Empfänger und auf der anderen Leitung (NRFD) die Wiederbereitmeldung aller Empfänger gebildet. Somit wird immer ein Warten auf das langsamste an der Datenaufnahme beteiligte Gerät erreicht.
Für das IEC-Interface des programmierbaren Koppelfeldes sind von den insgesamt zehn möglichen Interface-Funktionen mindestens drei vorzusehen:

- Acceptor-Handshake-Funktion (AH) zur asynchronen Steuerung der Übernahme von Befehlen, Adressen und Daten
- Listener-Funktion (L) zur Speicherung der eigenen Adresse und zum Datenempfang
- Device-Clear-Funktion (DC) zur Initialisierung des Gerätekerns (hier: Lösen aller Matrixpunkte).

Die Zustandsgraphen der Interface-Funktionen und detaillierte Beschreibungen sind u. a. in [4] [5] [6] veröffentlicht.
Durch die Befehle Device Clear (DCL) und Selected Device Clear (SDC) wird die DC-Funktion aktiviert und erzeugt ein Löschsignal. Die Übernahme und Ausführung des Universalbefehls DCL erfolgt unabhängig vom adressierten Zustand (LADS) der L-Funktion. Dagegen kann der adressierte Befehl SDC die DC-Funktion nur dann auslösen, wenn der Listener adressiert ist.
Die Aufnahme von Daten ist möglich, wenn sich die L-Funktion in ihrem aktiven Zustand (LACS) befindet. Dieser Zustand wird u. a. zur Torung der in das Geräte-Interface einzugebenden Programmierdaten benötigt.
Der Übernahmezustand (ACDS) der AH-Funktion und das rdy-Signal (Bereitschaft des Gerätes) realisieren als Zweidraht-Handshake-Signale den Steuerungsablauf zwischen IEC-Interface und Geräte-Interface.
Einige typische Hardware-Reaktionen im IEC-Interface lassen sich anhand der Übertragung einer kurzen Zeichenkette verdeutlichen. Es sollen folgende Bytes (ISO-7-Bit-Kode) über den IEC-Bus zum Koppelfeld übertragen werden: 1 SDC X010304...UNL (s. Tafel 2 in [1]).
Mit dem Einschalten des Gerätes (pon) bzw. mit dem Erscheinen eines L-Impulses auf der IFC-Leitung werden die Interface-Funktionen zurückgesetzt. Die AH- und die L-Funktion nehmen ihre Ruhezustände (IDLE STATES) ein. Das Vorhandensein eines L-Pegels auf der ATN-Leitung versetzt die AH-Funktion sofort in den Nichtbereitzustand (ANRS). Das auf den DIO-Leitungen liegende Byte ist wegen ATN = L als Adresse bzw. Befehl zu werden. Mit dem nächsten Takt – die AH-Funktion wurde als synchrone Schaltung realisiert – wird im Zustand ACRS die Bereitschaft zur Aufnahme einer Mehrleitungsnachricht (Adresse bzw. Befehl) durch H-Pegel auf der NRFD-Leitung angezeigt. Falls die anderen am IEC-Bus angeschlossenen Geräte keinen L-Pegel durch Nichtbereitschaft auf der NRFD-Leitung erzwingen, kann die AH-Funktion in ihren Übernahmezustand (ACDS) gelangen. Dazu ist vorher noch das Auftreten eines L-Pegels auf der DAV-Leitung notwendig. Das auf dem DIO-Bus vorhandene Byte (hier: Listener-Adresse 1)

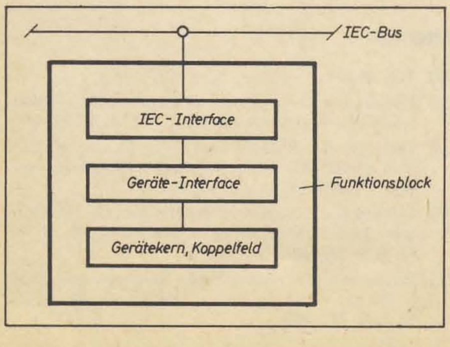


Bild 1: Anschluß des programmierbaren Koppelfeldes an den IEC-Bus

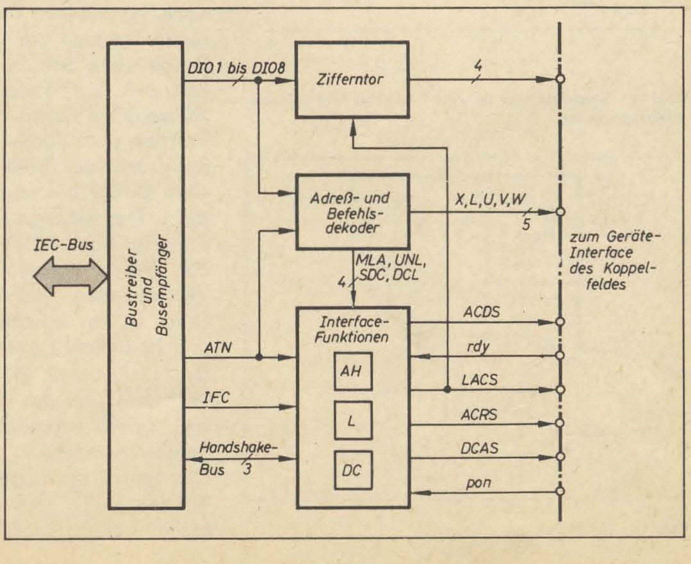


Bild 2: Struktur des IEC-Interfaces ▶

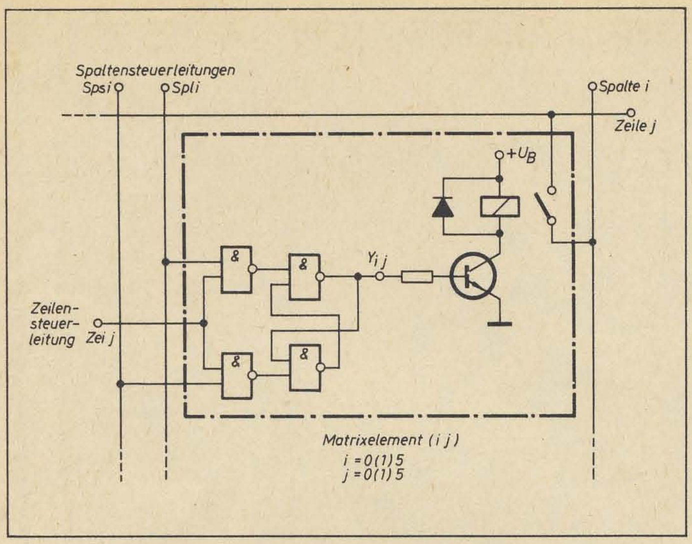


Bild 3: Schaltungsstruktur des Gerätekerns

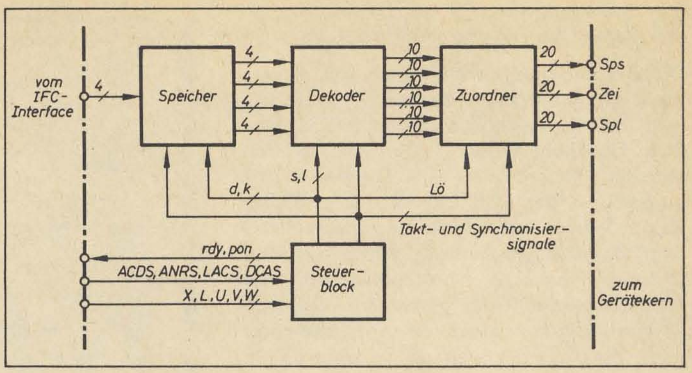


Bild 4: Blockschaltbild des Geräte-Interfaces

muß also durch die SH-Funktion des Steuergerätes als gültig erklärt worden sein.
Die AH-Funktion verweilt eine bestimmte Zeit (T3) im Übernahmezustand. Diese Zeit muß mindestens so lang sein, bis das ISO-7-Bit-Zeichen 1 dekodiert (MLA = H) und die L-Funktion dadurch mit dem nächsten Takt vom Ruhezustand in den adressierten Zustand (LADS) gelangt ist. Nach Ablauf der Zeit T3 geht die AH-Funktion in den Zustand AWNS und bestätigt mit DAC = H die Übernahme des Bytes und wartet auf den nächsten Übernahmezyklus. Falls alle anderen Geräte ebenfalls DAC = H melden, erscheint, durch die Wired-AND-Verknüpfung bedingt, auf der NDAC-Leitung ebenfalls H-Pegel, und die SH-Funktion des Steuergerätes kann die Gültigkeit durch H-Pegel auf der DAV-Leitung zurücknehmen. Dadurch gelangt die AH-Funktion nach zwei Takten wieder in den Bereitschaftszustand. Der adressierte Befehl SDC wird analog übertragen wie die L-Adresse (1) des Koppelfeldes.
Bevor die eigentlichen Programmierdaten übertragen werden, erzeugt die C-Funktion des Steuergerätes auf der ATN-Leitung H-Pegel. Dadurch erfolgt in der L-Funktion der Übergang vom adressierten in den aktiven Zustand (LACS). Die Übernahme des ersten auf dem DIO-Bus als Mehrleitungsnachricht liegenden Programmbytes (hier Unterbefehl X: Setze Matrixpunkt) wird nun prinzipiell genauso gesteuert wie bei der Übertragung der Adressen und Befehle. Nur wird jetzt der Umlauf in der AH-Funktion durch das geräteabhängige rdy-Signal gesteuert. Damit wird bei allen Programmbytes, deren Übernahme und Verarbeitung i. allg. unterschiedliche Zeiten in Anspruch nehmen, stets eine sichere Übertragung gewährleistet.
Nachdem die Abarbeitung aller Datenbytes zum Setzen der entsprechenden Matrixpunkte geführt hat, erzeugt die C-Funktion wieder L-Pegel auf der ATN-Leitung. Die L-Funktion geht zurück in den adressierten Zustand, und die AH-Funktion arbeitet wieder unabhängig vom rdy-Signal. Das in diesem Programmierbeispiel letzte Byte (UNL-Adresse) wird übertragen und führt zur Deadressierung der L-Funktion. Diese geht also vom adressierten Zustand in ihren Ruhezustand über. Die AH-Funktion verweilt im Zustand ACRS und zeigt mit RFD = H die Bereitschaft zur Aufnahme neuer Adressen bzw. Befehle an.

Tafel 1: Übergangstabelle für RS-Flip-Flops

y^{n-1}	y^n	$\overline{R}$	$\overline{S}$
L	L	0	H
L	H	H	L
H	L	L	H
H	H	H	0

Tafel 2: Karnaugh-Tafel zur Bestimmung der Ansteuerfunktionen $\overline{R}$ und $\overline{S}$

Sps Zei / y SPl	LL	LH	HH	HL
LL	0H	0H	HL	0H
LH	0H	0H	00	0H
HH	H0	LH	00	H0
HL	H0	H0	H0	H0

In der Tafel linksstehende Werte bilden die Ansteuerfunktion $\overline{R}$, rechtsstehende $\overline{S}$ (0 = H ∨ L)

Gerätekern

Die einzelnen in Zeilen und Spalten angeordneten Matrixelemente bilden den Gerätekern – das Koppelfeld. Jedes Matrixelement besitzt die drei Steuereingänge Zeile (Zei), Spalte setzen (Sps) und Spalte lösen (Spl). Diese sind notwendig, da außer der Information über die Zeilen- und Spaltenauswahl auch eine Entscheidung über das Setzen oder das Rücksetzen des entsprechenden Matrixpunktes gegeben werden muß. Der jeweilige Zustand, der diese Informationen beinhaltet, ist so lange zu speichern, bis ein anderer Befehl diesen Zustand aufhebt. Für die Schaltung eines Matrixelementes ist daher ein steuerbares sequentielles Element notwendig. Die Ansteuerbedingungen für ein RS-Flip-Flop wurden unter Berücksichtigung der Eingangsvariablen Zei, Sps, Spl und der Ausgangsgröße y mit Hilfe der Übergangstabelle für RS-Flip-Flops (s. Tafel 1) in einer Karnaugh-Tafel (Tafel 2) zusammengestellt [7]. Aus dieser Tafel wurden die Ansteuerfunktionen ermittelt:

$$\overline{R} = \overline{Spl} \vee \overline{Zei} = \overline{Spl \wedge Zei}$$
$$\overline{S} = \overline{Sps} \vee \overline{Zei} = \overline{Sps \wedge Zei}$$

Die Realisierung eines Matrixelementes mit einem Schaltkreis D 100 und nachfolgender Schaltstufe (Reed-Relais) ist im Bild 3 zu erkennen. Die Anordnung der einzelnen Matrixelemente zu einem Matrixmodul mit sechs Zeilen und sechs Spalten erwies sich aus konstruktiv-technologischen Gründen als günstig.

Geräte-Interface

Die wesentliche Funktion des Geräte-Interfaces besteht in der Anpassung des Gerätekerns an das IEC-Interface und in der Auswertung der Programmierdaten. Das Blockschaltbild der dazu notwendigen Schaltungen ist im Bild 4 dargestellt [8].

In den Speicher werden die Parameter des Programmwortes eingeschrieben. Diese liegen als BCD-Zeichen vor. Der Speicher besteht aus vier getorten Registern, die die BCD-Zeichen Zeile/Zehnerstelle, Zeile/Einerstelle, Spalte/Zehnerstelle und Spalte/Einerstelle aufnehmen. In Abhängigkeit von den Torsteuersignalen Zeile-Spalte (k) und Dezimalstelle (d) wird eine entsprechende Zuordnung der Parameter vorgenommen. Es erfolgt bei

k = 1 die Übertragung der Zeileninformation
k = 0 die Übertragung der Spalteninformation

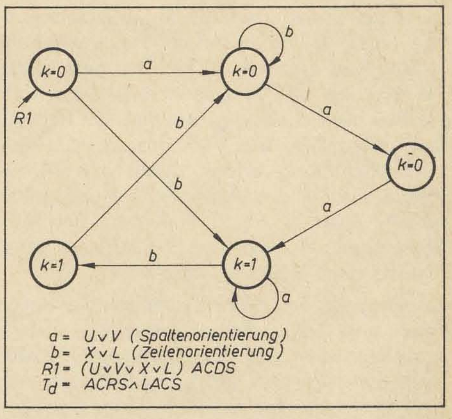


Bild 5: Zustandsgraph für das Steuersignal Zeile–Spalte (k)

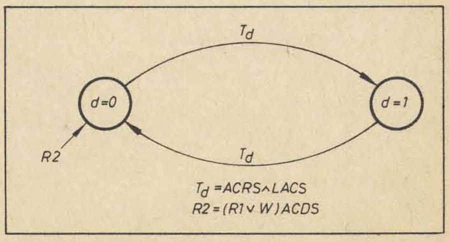


Bild 6: Zustandsgraph für das Steuersignal Dezimalstelle (d)

d = 1 die Übertragung der Zehnerstelle
d = 0 die Übertragung der Einerstelle.

Die Einschreibung wird mit dem Takt T_S, der aus einer konjunktiven Verknüpfung des aktiven Zustandes der L-Funktion (LACS) und dem Übernahmezustand der AH-Funktion entsteht, synchronisiert. Die Signale d und k erzeugt der Steuerblock. Das Zeile-Spalte-Signal k wird dabei entsprechend dem Zustandsgraphen im Bild 5 aus den Unterbefehlen U, V (spaltenorientiert) und X, L (zeilenorientiert) gewonnen. Dadurch ist eindeutig festgelegt, ob die ersten beiden unmittelbar nach dem Unterbefehl stehenden Parameterwerte als Zeilen- oder als Spaltennummer zu interpretieren sind. Die Schaltung zur Erzeugung des Steuersignals Zeile-Spalte wird mit dem Bereitzustand (ACRS) getaktet, also bereits unmittelbar vor dem Erscheinen des Übernahmezustandes (ACDS). Das ist erforderlich, weil das Steuersignal Zeile-Spalte k bei der Einschreibung des Parameterwertes bereits vorhanden sein muß. Die Einschreibung (Übernahme) erfolgt dann mit ACDS.

Das Rücksetzen der Schaltung bewirkt das Signal R1. Es wird bei Auftreten eines neuen Unterbefehls gebildet. Das Steuersignal d für die Erkennung, ob es sich bei dem aktuellen, einzuschreibenden Parameter um eine Zehner- oder Einerstelle handelt, wird, wie aus dem Graphen im Bild 6 hervorgeht, alternierend erzeugt. Nach einer entsprechenden Initialisierung (d = 1) tritt also durch das Erscheinen eines Unterbefehls vor jeder Einschreibung eines Parameters ein Wechsel des d-Signals ein. Das ist auf diese einfache Weise möglich, da durch die Software-Festlegungen eine starre Stellungsadressierung für die Programmierung des Koppelfeldes vorgesehen ist.

In der Baugruppe Dekoder werden die vier vom Speicher bereitgestellten BCD-Parameter in 1-aus-10-Informationen gewandelt. Außerdem kommt hier noch zu der Angabe über die Spaltennummer die Entscheidung Spalte setzen oder Spalte lösen. Dazu erzeugt der Steuerblock die Signale Setzen s und Lösen l, wie aus dem Steuergraphen im Bild 7 zu ersehen ist. Hieraus geht auch die Wirkung des Unterbefehls W (Wechsel der Befehlsorientierung) anschaulich hervor. Die Taktung der aus dem Graphen entwikkelten Schaltung erfolgt durch den Übernahmezustand der AH-Funktion und dem aktiven Zustand der L-Funktion. Bei der Übertragung der Parameter bleibt der alte Zustand der Schaltung erhalten.

Am Ausgang des Dekoders liegen die nach Einer- und Zehnerstellen getrennten Informationen für die Steuerleitungen Zeile (Zei), Spalte setzen (Sps) und Spalte lösen (Spl) als einstellige Dezimalzahlen vor. Die Zuordner haben die Aufgabe, die Einer- und Zehnerstellen der Zeilen und Spalten so zu verknüpfen, daß am Ausgang eine Anzahl von m (Zei)-Leitungen, n (Sps)-Leitungen und n (Spl)-Leitungen zur Ansteuerung des Koppelfeldes mit dem Format m Zeilen, n Spalten (s. Bild 3) zur Verfügung stehen. Diese Baugruppe hat außerdem die Fähigkeit, durch die Verarbeitung eines zentralen Löschsignales (Lö), das aus dem aktiven Zustand der DC-Funktion (DCAS) gewonnen wird, sämtliche Matrixpunkte zu lösen. Der praktisch realisierte Zuordner ermöglicht die Ansteuerung einer (20 × 20)-Matrix (m = 20, n = 20). Das programmierbare Koppelfeld kann somit ohne eine zusätzliche Erhöhung des Aufwandes im Geräte-Interface unter Verwendung von neun Matrixmodulen auf ein Format von 18 Zeilen und 18 Spalten erweitert werden. Abschließend sei noch auf die Erzeugung der Signale rdy (ready) und pon (power on) hingewiesen. Diese werden als geräteabhängige Lokalsteuernachrichten im IEC-Interface-Block benötigt. Die Fertigmeldung rdy ist nur bei der Datenübertragung zusammen mit dem Übernahmezustand (ACDS) zur Realisierung des Handshakes zwischen Geräte-Interface und IEC-Interface wirksam. Das rdy-Signal wird aus dem Übertragungsvorgang der Parameterwerte hardwaremäßig abgeleitet.

Das pon-Signal ist zur Initialisierung der IEC-Interface-Funktionen erforderlich, wobei die Ruhezustände eingenommen werden. Die zur Erzeugung des pon-Signals aufgebaute Schaltung ist so bemessen, daß etwa 1 s nach Anlegen der Betriebsspannung ein kurzer Impuls entsteht, der die Interface-Funktionen zurücksetzt.

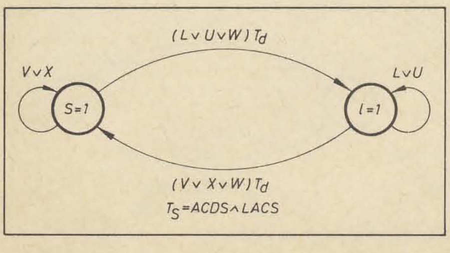


Bild 7: Zustandsgraph für die Steuersignale Setzen (s) und Lösen (l)

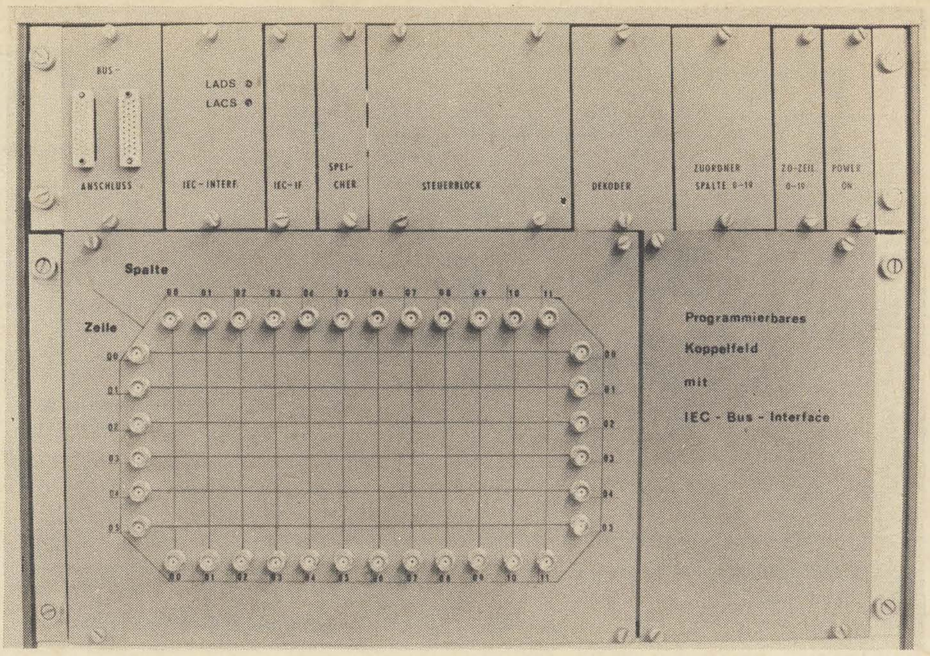


Bild 8: Frontansicht des programmierbaren Koppelfeldes

Zusammenfassung

Das aufgebaute programmierbare Koppelfeld (Bild 8) steht unter Verwendung von zwei Matrixmodulen mit jeweils sechs Zeilen und sechs Spalten als (6 × 12)-Schaltmatrix für Gleich- und NF-Signale zur Verfügung. Das Gerät kann unter Beachtung des Aufwandes und des Stromverbrauches erweitert werden. Die beschriebene Konzeption für das Geräte-Interface läßt maximal die Ansteuerung eines Koppelfeldes mit 100 Zeilen und 100 Spalten zu.

Das IEC-Interface für das programmierbare Koppelfeld wurde als universeller Modul realisiert. Er besteht aus drei Leiterkarten (EGS-Format 95 mm × 170 mm) und kann auch für andere Funktionsblöcke vom Listener-Typ verwendet werden, wobei i. allg. nur die L-Adresse geändert werden muß. Die Schaltungen der L- und der AH-Funktion befinden sich zusammen auf einer Leiterkarte. Die Interface-Funktionen und die Steuerschaltungen im Geräte-Interface wurden als kombinatorische bzw. als synchrone sequentielle Schaltungen entworfen und mit Standard-TTL-Schaltkreisen aufgebaut. Auf die Darstellung von Entwurfsmethoden zur Entwicklung von Schaltungen aus Graphenbeschreibungen wurde im Beitrag verzichtet. Es sei hier auf die entsprechende Literatur [9] [10] hingewiesen.

Literatur

[1] Jakubik, P.: Programmierbares Koppelfeld. Anwendung und Programmierung. radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 3, S. 158–160
[2] IEC Technical Committee No. 66: Electronic system for programmable measuring apparatur. Part 2: Byteserial bitparallel interface system. 66 (Central Office) 22. Nov. 1975
[3] Klein, P. E.; Wilhelmy, H.-J.: Der IEC-Bus. Stand der Normung und Entwicklung – Marktübersicht – Anwendungen. Elektronik 26 (1977) H. 10, S. 63–74
[4] Baumann, W.: Byteserielles-bitparalleles Interface. Einführung. radio fernsehen elektronik 25 (1976) H 24, S. 786–788
[5] Feige, W.; Stscherbina, A.: Byteserielles-bitparalleles Interface. Steuerungsablauf und Handshake. radio fernsehen elektronik 26 (1977) H. 23/24, S. 795–798
[6] Feige, W.; Stscherbina, A.: Byteserielles-bitparalleles Interface. Interface-Funktionen und ihr Zusammenwirken. radio fernsehen elektronik 27 (1978) H. 3, S. 147–150
[7] Laue, W.: Entwurf und Aufbau einer Schaltmatrix. Ingenieurbeleg an der Sektion Informationstechnik der TU Dresden 1976
[8] Richter, P.: Aufbau des Geräte-Interfaces für ein programmierbares Koppelfeld. Diplomarbeit an der Sektion Informationstechnik der TU Dresden 1978
[9] Stürz, H.; Cimander, W.: Logischer Entwurf digitaler Schaltungen. Berlin: VEB Verlag Technik 1978
[10] Richter, M.: Das Zustandsdiagramm und seine Anwendung beim IEC-Bus. Elektronik 26 (1977) H. 2, S. 55–58, 71

Byteserielles-bitparalleles Interface

Interface-Funktionen und ihr Zusammenwirken

Dipl.-Ing. ULRICH FEIGE und
Dipl.-Ing. WOLFGANG TAEGER

Mitteilung aus dem VEB Funkwerk Erfurt

In [1] [2] wurde begonnen, den Gesamtumfang aller Funktionen des IEC-Interfaces und ihr Zusammenwirken zu beschreiben. Der nachfolgende Beitrag wird die noch ausstehenden Interface-Funktionen erläutern und somit die Voraussetzungen schaffen, um praktische Realisierungsmöglichkeiten des kompletten Interface in Geräten vorstellen zu können.

Die Beschreibung jeder Interface-Funktion erfolgt mit Hilfe eines Zustandsgraphen, der in Form von

- Zuständen anderer Graphen
- Interface-Nachrichten
- geräteinternen Nachrichten

seine Eingangsinformationen erhält und seine Antwort durch Zustandsänderungen mitteilt.
Die Verwendung von Bedingungen in eckigen Klammern ist wahlfrei.

Remote-Local-Funktion (RL-Funktion)

Die RL-Funktion versieht ein Gerät mit der Fähigkeit, zwischen Eigen- und Fernsteuerung des Gerätes auszuwählen. Damit wird dem Gerät angezeigt, ob Eingangsinformationen von der Frontplatte (Eigensteuerung) oder entsprechende über das Interface gesendete Informationen (Programmdaten) gültig sind (Fernsteuerung).

Bild 1 zeigt den Zustandsgraph der RL-Funktion. Der Graph gliedert sich prinzipiell in zwei Hauptteile. Der linke Teil, bestehend aus den Zuständen LOCS und LWLS, bestimmt den Eigensteuerungszustand des Gerätes, d. h., daß Handeinstellungen am Gerät wirksam werden und die über die Interface-Schnittstelle empfangenen Programmdaten keine Berücksichtigung finden. Der rechte Teil mit den Zuständen REMS und RWLS schaltet das Gerät in den Fernsteuerungszustand, wobei die Handeinstellungen am Gerät, die nicht das Interface betreffen, unwirksam gemacht werden und statt dessen die über die Interface-Schnittstelle empfangenen Programmdaten gültig werden. Eine Umschaltung vom linken in den rechten Teil des Graphen erfolgt beim Empfang der eigenen Höreradresse (MLA) des Gerätes. Die Nachricht REN = L muß dabei statisch von der Steuereinheit gesendet werden, und für den unverriegelten Fall (LOCS) muß die geräteinterne Nachricht $\overline{rtl}$ anliegen. Eine Rückschaltung vom Fernsteuerzustand (REMS oder RWLS) in den Eigensteuerzustand (LOCS oder LWLS) des Gerätes kann durch

- Empfang des adressierten Befehls GTL oder
- REN = H

erfolgen.
Nur wenn sich die RL-Funktion im nichtverriegelten Fernsteuerzustand REMS befindet, ist ein Rückschalten in den LOCS auch durch die geräteinterne Nachricht rtl möglich. Diese Nachricht kann z. B. durch einen nichtrastenden Schalter am Gerät erzeugt werden.

Eine Verriegelung des Eigen- bzw. Fernsteuerzustandes (LWLS oder RWLS) erfolgt durch Empfang des Universalbefehls LLO. Nach Netzeinschalten (pon) oder bei REN = H nimmt die RL-Funktion den Zustand LOCS ein.

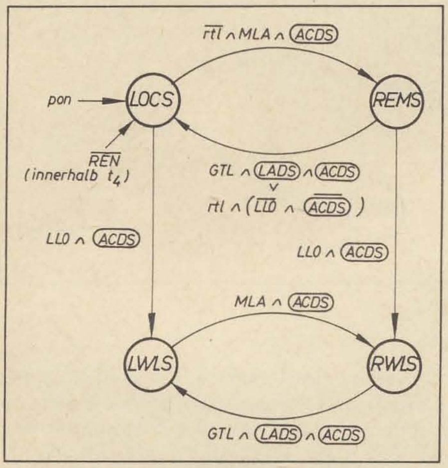


Bild 1: Zustandsgraph der RL-Funktion

Devise-Trigger-Funktion (DT-Funktion)

Die DT-Funktion versieht ein Gerät mit der Fähigkeit, einzeln oder als Teil einer adressierten Gruppe von Geräten durch die Steuereinheit zum Auslösen seiner Betriebsfunktionen (z. B. Meßvorgang) veranlaßt zu werden.

Im Bild 2 ist der Zustandsgraph der DT-Funktion dargestellt. Im Zustand DTIS ist die DT-Funktion inaktiv. Mit Empfang des adressierten Befehls GET geht sie in den Zustand DTAS über. In diesem Zustand wird das Gerät veranlaßt, seinen Betriebsvorgang auszulösen. Mit der Rückstellbedingung wird der Zustand DTIS eingenommen, so daß bei erneutem Empfang von GET ein weiterer Start der Betriebsfunktion des Gerätes ausgelöst wird.

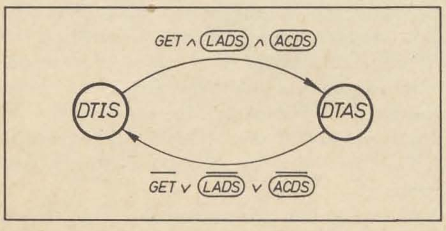


Bild 2: Zustandsgraph der DT-Funktion

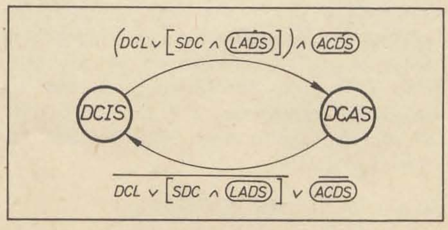


Bild 3: Zustandsgraph der DC-Funktion

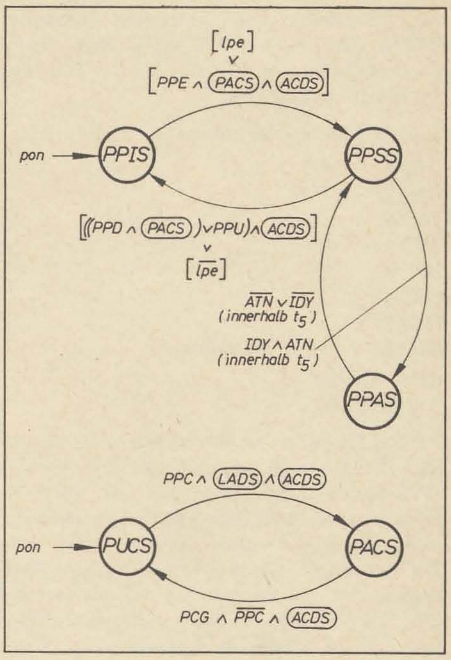


Bild 4: Zustandsgraph der PP-Funktion

Bits des PPE-Befehls			PPR-Nachrichten
P3	P2	P1	PPR n
0	0	0	PPR 1
0	0	1	PPR 2
0	1	0	PPR 3
0	1	1	PPR 4
1	0	0	PPR 5
1	0	1	PPR 6
1	1	0	PPR 7
1	1	1	PPR 8

Bild 5: Kodierung von P1, P2 und P3 für die PPR-Nachricht

Device-Clear-Funktion (DC-Funktion)

Die DC-Funktion versieht ein Gerät mit der Fähigkeit, entweder einzeln oder als Teil einer Gruppe von Geräten durch die Steuereinheit in einen definierten Ausgangszustand gesetzt zu werden. Bild 3 zeigt den Zustandsgraph der DC-Funktion.

Im Zustand DCIS ist die DC-Funktion inaktiv. Der Zustand DCAS wird bei Empfang des Universalbefehls DCL oder des adressierten Befehls SDC eingenommen. Im Zustand DCAS wird das Gerät veranlaßt, seine gerätespezifischen Baugruppen in einen definierten Ausgangszustand zu setzen. Verschwindet die genannte Aktivierungsbedingung, wird wieder der Zustand DCIS eingenommen.

Parallel-Poll-Funktion (PP-Funktion)

Im Gegensatz zu der in 2 beschriebenen SR-Funktion versieht die PP-Funktion ein Gerät mit der Fähigkeit, seinen augenblick-

lichen Zustand der Steuereinheit mitzuteilen, ohne vorher als Sprecher adressiert worden zu sein. Während der Parallelabfrage (Parallel Poll Routine) werden die Signalleitungen DIO 1 bis DIO 8 zur Übertragung der Zustandsbits der Geräte benutzt.

Vor der Parallelabfrage muß jedes Gerät so aktiviert werden, um auf einer einzelnen DIO-Leitung antworten zu können.

Bild 4 zeigt den Zustandsgraph der PP-Funktion. Nach der Adressierung als Hörer läßt sich das Gerät durch den Befehl PPC zur Parallelabfrage einstellen (Zustand PACS). Der Befehl PPE weist dem Gerät eine DIO-Leitung zu, auf der es sein Zustandsbit senden soll.

Der PPE-Befehl hat folgenden Aufbau:

DIO 1:	P 1
DIO 2:	P 2
DIO 3:	P 3
DIO 4:	S
DIO 5:	0
DIO 6:	1
DIO 7:	1
DIO 8:	ohne Bedeutung

0 = H-Pegel
1 = L-Pegel

P1, P2, P3 geben im Binärkode verschlüsselt die DIO-Leitung an, auf der die Antwort (PPR-Nachricht) abzugeben ist (Bild 5). Dies erlaubt eine Beteiligung von maximal acht Geräten, wobei jedem Gerät eine DIO-Leitung zugewiesen ist. S legt als Aktivierungsbit den Zustand für die Antwort auf die Parallelabfrage (Bedienungsforderung) fest. S = 0 bedeutet Antwort = 0; S = 1 bedeutet Antwort = 1.

Jedes Gerät, das sich an der Parallelabfrage beteiligen soll, muß in dieser Art vorbereitet werden. Es ist jedoch auch zugelassen, das Gerät durch eine interne Nachricht lpe auf eine Parallelabfrage vorzubereiten. In diesem Fall muß der Geräteentwickler den PPE-Befehl geräteintern in geeigneter Form ersetzen, um die PPR-Nachricht und das Aktivierungsbit S festzulegen. Im Zustand PPSS ist das Gerät bereit, auf eine Parallelabfrage zu antworten.

Die Steuereinheit leitet die Parallelabfrage ein, indem sie die Leitungen ATN und EOI (identify [2]) aktiviert und damit das Gerät im Zustand PPAS auffordert, seine PPR-Nachricht zu senden.

Die PPR-Nachricht wird aktiv gesendet, wenn die einen Bedienungsruf darstellende geräteinterne Nachricht (individual status, ist) mit dem im PPE-Befehl enthaltenen Aktivierungsbit übereinstimmt, ansonsten wird die PPR-Nachricht nicht aktiv gesendet.

Nachdem die Steuereinheit ihre Parallelabfrage beendet hat, inaktiviert sie die ATN- und EOI-Leitung und kann nun die PP-Funktion, falls notwendig, durch die entsprechenden Bedingungen in die Ruhezustände PPIS bzw. PUCS zurücksetzen.

Sollen sich mehr als acht Geräte an der Parallelabfrage beteiligen, müssen einzelne DIO-Leitungen von mehreren Geräten gemeinsam genutzt werden. In diesem Fall läßt sich durch das früher an die Geräte gesendete Aktivierungsbit (0 oder 1) mit der Mitteilung, den 0- oder 1-Zustand als Bedienungsanforderung zu senden, eine UND- bzw. ODER-Verknüpfung der Bedienanforderungen erreichen. Die alleinige Anwendung der PP-Funktion als Bedienanforderung erfordert eine zyklische Abfrage des Gerätes durch die Steuereinheit.

Die Kombination von SR- und PP-Funktion zur Meldung von Bedienanforderungen schaffen sehr gute Voraussetzungen, diese in einem Bussystem schnell zu lokalisieren (Parallelabfrage) und zielgerichtet am entsprechenden Gerät die Ursache festzustellen (Service-Request-Routine). Im allgemeinen wird der SR-Funktion bei der Realisierung in Geräten der Vorrang gegeben, da das Gerät selbständig, z. B. bei Havariefällen, durch Abgabe einer SRQ-Meldung Bedienung fordert.

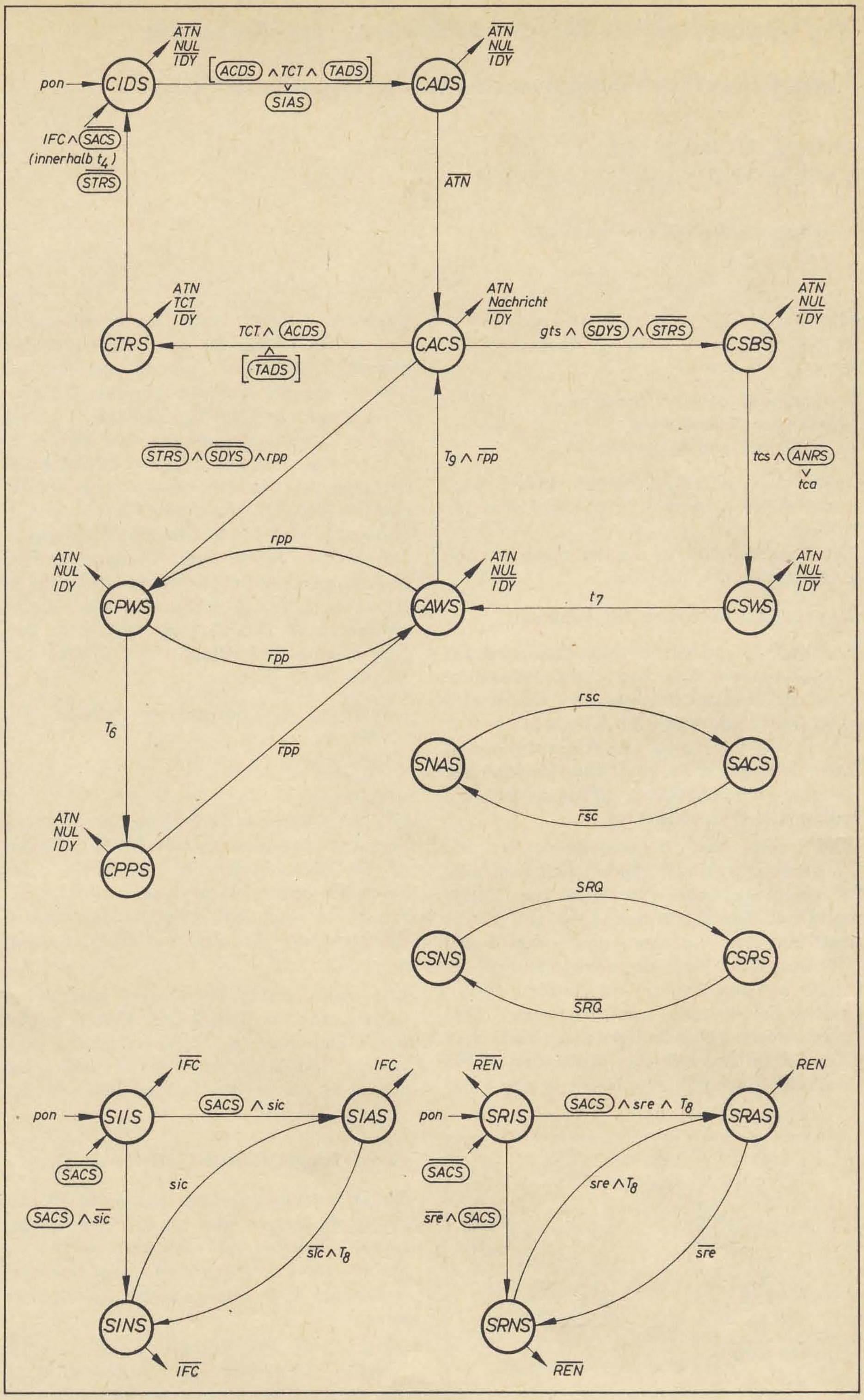


Bild 6: Zustandsgraph der C-Funktion

Controller-Funktion (C-Funktion)

Die C-Funktion ist Voraussetzung für die Steuerung des Interface. Sie ermöglicht es, Befehle und Adressen an andere Geräte zu senden, die über den Bus miteinander verbunden sind. In diesem Fall muß die C-Funktion die Nachricht ATN senden.

Innerhalb eines Interface-Systems können mehrere Geräte mit C-Funktionen ausgerüstet sein, wobei jeweils nur eine aktiv den Bus steuern darf und als C-Funktion im Einsatz bezeichnet wird. Eine der angeschlossenen C-Funktionen (aber nur eine) besitzt die Fähigkeit, zu jeder Zeit die Nachrichten IFC und REN zu senden. Diese C-Funktion wird als System-Controller bezeichnet.

Bild 6 zeigt den Zustandsgraph der C-Funktion. Im folgenden sollen zusammengehö-

rige Teilgraphen kurz erläutert werden. Eine umfassende Darstellung aller Wirkungen der Zustände ist in [3] enthalten.

- Zustände SNAS und SACS
  Die C-Funktion, die sich im Zustand SACS befindet, ist System-Controller und muß während des Betriebes des Interface-Systems ununterbrochen in diesem Zustand bleiben. Der System-Controller kann gleichzeitig auch C-Funktion im Einsatz sein.
- Zustände SIIS, SIAS, SINS
  Diese Zustände ermöglichen dem System-Controller, die Nachricht IFC zu senden und damit das Interface in die Ausgangslage zu setzen, um eine neue Steuerung des Interface einzuleiten.
- Zustände SRIS, SRAS, SRNS
  Diese Zustände ermöglichen dem System-Controller, die Nachricht REN zu senden und damit die Voraussetzung zu schaffen, die Geräte am Bus in den Fernsteuerzustand umzuschalten.
- Zustände CSNS, CSRS
  Der Zustand CSRS wird nach dem Erhalt einer SRQ-Meldung auf dem Bus eingenommen und zeigt der C-Funktion das Vorhandensein mindestens eines Bedienungsrufes an. Danach kann die C-Funktion im Einsatz eine Service-Request-Routine einleiten.
- Zustände CACS, CPWS, CPPS, CAWS
  Diese Zustände ermöglichen der C-Funktion im Einsatz, eine Parallelabfrage durchzuführen. Die geräteinterne Nachricht rpp leitet die Parallelabfrage ein; es wird ATN $\wedge$ IDY im Zustand CPWS generiert. Alle aktivierten PP-Funktionen können nun ihre PPR-Nachrichten auf den DIO-Leitungen senden, die von der C-Funktion im Einsatz (nach einer Zeit $T6 = 2\,\mu s$ zum Einschwingen der DIO-Leitungen) übernommen werden. Mit dem Übergang durch rpp wird die Parallelabfrage im Zustand CAWS beendet.
- Zustände CACS, CSBS, CSWS, CAWS
  Diese vier Zustände sind verantwortlich für die Steuerung der Geräte am Interface-Bus. Dabei kommt dem Zustand CACS die zentrale Stellung zu; nur in diesem Zustand ist die C-Funktion in der Lage, mit ATN = L Befehle und Adressen zu senden, wobei der Transfer natürlich mit der SH-Funktion gesteuert wird.

Hat die C-Funktion alle erforderlichen Steuervorgänge abgeschlossen, kann sie, falls das vorgesehen ist, das Verlassen des aktiven Zustandes und damit den Wechsel von ATN = L auf H durch die geräteinterne Nachricht gts vorbereiten.

Die UND-Verknüpfung mit $\overline{SDYS} \wedge \overline{STRS}$ sichert, daß das Wegschalten von ATN dann erfolgt, wenn kein Datenbyte durch die SH-Funktion bereitgestellt ist bzw. gültig gemacht worden ist.

Im nun eingenommenen Zustand CSBS ermöglicht die C-Funktion den am Bus befindlichen und entsprechend vorbereiteten (adressierten) Geräten, ihren Datenaustausch zu beginnen. Der Datenaustausch kann solange durchgeführt werden, wie Daten zum Austausch bereitstehen.

Das Ende einer Datenübertragung kann auf verschiedene Art und Weise erfolgen. Eine Möglichkeit besteht in der Verwendung der EOI-Leitung, die gleichzeitig mit dem letzten Datenbyte aktiviert wird.

Abkürzungen

RL-Funktion		
LOCS	Local State	Eigensteuerungszustand
LWLS	Local With Lockout State	Eigensteuerungszustand mit Verriegelung
REMS	Remote State	Fernsteuerungszustand
RWLS	Remote With Lockout State	Fernsteuerungszustand mit Verriegelung
DC-Funktion		
DCIS	Device Clear Idle State	Ruhezustand der Rücksetzfunktion
DCAS	Device Clear Active State	aktiver Zustand der Rücksetzfunktion
DT-Funktion		
DTIS	Device Trigger Idle State	Ruhezustand der Auslösefunktion
DTAS	Device Trigger Active State	aktiver Zustand der Auslösefunktion
PP-Funktion		
PPIS	Parallel Poll Idle State	Ruhezustand der Parallelabfrage
PPSS	Parallel Poll Standby State	Bereitschaftszustand der Parallelabfrage
PPAS	Parallel Poll Active State	aktiver Zustand der Parallelabfrage
PUCS	Parallel Poll Unadressed To Configure State	unadressierter Zustand der Parallelabfrage
PACS	Parallel Poll Adressed To Configure State	adressierter Einstellzustand der Parallelabfrage
AH-Funktion		
ACDS	Accept Data State	Datenübernahmezustand der Senke
ANRS	Acceptor Not Ready State	Nichtbereitzustand der Senke
C-Funktion		
CIDS	Controller Idle State	Ruhezustand der Steuerfunktion
CADS	Controller Addressed State	adressierter Zustand der Steuerfunktion
CTRS	Controller Transfer State	Übergabezustand der Steuerfunktion
CACS	Controller Active State	aktiver Zustand der Steuerfunktion
CPWS	Controller Parallel Poll Wait State	Abfragewartezustand der Steuerfunktion
CPPS	Controller Parallel Poll State	Parallelabfragezustand der Steuerfunktion
CSBS	Controller Standby State	Bereitschaftszustand der Steuerfunktion
CAWS	Controller Active Wait State	aktiver Wartezustand der Steuerfunktion
CSWS	Controller Synchronous Wait State	Synchronisier-Wartezustand der Steuerfunktion
CSRS	Controller Service Requested State	Bedienungsruf-Empfangszustand der Steuerfunktion
CSNS	Controller Service Not Requested State	bedienungsrufloser Zustand der Steuerfunktion
SNAS	System Control Not Active State	inaktiver Zustand der Systemsteuerung
SACS	System Control Active State	aktiver Zustand der Systemsteuerung
SRNS	System Control Remote Enable Not Active State	inaktiver Fernsteuerfreigabezustand der Systemsteuerung
SRIS	System Control Remote Enable Idle State	Fernsteuerfreigabezustand der Systemsteuerung
SRAS	System Control Remote Enable Active State	aktiver Fernsteuerfreigabezustand der Systemsteuerung
SIIS	System Control Interface Clear Idle State	Rücksetz-Ruhezustand der Systemsteuerung
SINS	System Control Interface Clear Not Active State	inaktiver Rücksetzzustand der Systemsteuerung
SIAS	System Control Interface Clear Active State	aktiver Rücksetzzustand der Systemsteuerung
L-Funktion		
LADS	Listener Addressed State	adressierter Zustand des Hörers
SH-Funktion		
SDYS	Source Delay State	Verzögerungszustand der Quelle
STRS	Source Transfer State	Übertragungszustand der Quelle
T-Funktion		
TADS	Talker Addressed State	adressierter Zustand des Sprechers
Nachrichten		
LLO	Local Lockout	Steuerung verriegeln
GTL	Go To Local	auf Eigensteuerung schalten
MLA	My Listen Address	eigene Höreradresse
PPE	Parallel Poll Enable	Parallelabfrage freigeben
PPD	Parallel Poll Disable	Parallelabfrage sperren
PPC	Parallel Poll Configure	zur Parallelabfrage einstellen
PCG	Primary Command Group	Primärgruppenbefehl
PPU	Parallel Poll Unconfigure	Parallelabfrage abbauen
DCL	Device Clear	Gerät rücksetzen
SDC	Selected Device Clear	ausgewähltes Gerät rücksetzen
GET	Group Execute Trigger	Gerätegruppe auslösen
TCT	Take Control	Steuerung übernehmen
Geräteinterne Nachrichten		
rtl	return to local	Eigensteuerung ein
ist	individual status	Gerätezustand
lpe	local poll enabled	intern zur Abfrage freigeben
rsc	request system control	Systemsteuerung fordern
rpp	request parallel poll	Parallelabfrage fordern
gts	go to standby	in Bereitschaftszustand gehen
tca	take control asynchronously	Steuerung asynchron übernehmen
tcs	take control synchronously	Steuerung synchron übernehmen
sic	send interface clear	IFC senden
sre	send remote enable	REN senden

Will die C-Funktion wieder die Steuerung übernehmen, weil z. B. die Geräte keine Daten mehr übertragen oder eine Bedienanforderung (SRQ) anliegt, bestehen grundsätzlich zwei Möglichkeiten, den Zustand CSBS zu verlassen:

- Synchrone Unterbrechung
  Sie setzt voraus, daß die Steuereinheit mithört und die Datenübertragung dann unterbricht, wenn seine AH-Funktion den Zustand ANRS erreicht und die geräteinterne Nachricht tcs aktiv ist, um zu verhindern, daß ein Datenbyte verloren geht.
- Asynchrone Unterbrechung durch die geräteinterne Nachricht tca. In diesem Fall kann eine Datenübertragung zu jedem beliebigen Zeitpunkt innerhalb des Handshakezyklus erfolgen.

Mit Verlassen des Zustandes CSBS und Übergang in den Zustand CSWS wechselt die ATN-Leitung von H auf L; damit wird

b7 b6 b5 (Bits [2])					Ø Ø Ø	MSG [1]	Ø Ø 1	MSG	Ø 1 Ø	MSG	Ø 1 1	MSG	1 Ø Ø	MSG	1 Ø 1	MSG	1 1 Ø	MSG	1 1 1	MSG
b4	b3	b2	b1	Zeile \ Spalte	Ø		1		2		3		4		5		6		7	
Ø	Ø	Ø	Ø	Ø	NUL		DLE		SP	MLA = Höreradresse für Geräte	0	MLA = Höreradresse für Geräte	@	MTA = Sprecheradresse für Geräte	P	MTA = Sprecheradresse für Geräte	`	Bedeutung durch PCG-Kode bestimmt	p	Bedeutung durch PCG-Kode bestimmt
Ø	Ø	Ø	1	1	SOH	GTL	DC1	LLO	!		1		A		Q		a		q	
Ø	Ø	1	Ø	2	STX		DC2		"		2		B		R		b		r	
Ø	Ø	1	1	3	ETX		DC3		#		3		C		S		c		s	
Ø	1	Ø	Ø	4	EOT	SDC [3]	DC4	DCL	$		4		D		T		d		t	
Ø	1	Ø	1	5	ENQ	PPC	NAK	PPU	%		5		E		U		e		u	
Ø	1	1	Ø	6	ACK		SYN		&		6		F		V		f		v	
Ø	1	1	1	7	BEL		ETB		'		7		G		W		g		w	
1	Ø	Ø	Ø	8	BS	GET	CAN	SPE	(		8		H		X		h		x	
1	Ø	Ø	1	9	HT	TCT	EM	SPD	)		9		I		Y		i		y	
1	Ø	1	Ø	10	LF		SUB		*		:		J		Z		j		z	
1	Ø	1	1	11	VT		ESC		+		;		K		[		k		{	
1	1	Ø	Ø	12	FF		FS		,		<		L		\		l		:	
1	1	Ø	1	13	CR		GS		–		=		M		]		m		}	
1	1	1	Ø	14	SO		RS		.		>		N		^		n		‾	
1	1	1	1	15	SI		US		/		?		O		—		o		DEL	

Gruppe der adressierten Befehle (ACG) · Gruppe der Universalbefehle (UCG) · Gruppe der Höreradressen (LAG) · Gruppe der Sprecheradressen (TAG) – Gruppe der Primärbefehle (PCG)

Gruppe der Sekundärbefehle (SCG)

[1] MSG = Schnittstellennachricht
[2] b_1 = DIO1 bis b_7 DIO7
[3] erfordert einen Sekundärbefehl

Bild 7: Kodierung von Adressen und Befehlen (Basis ISO-7-Bit-Kode)

die C-Funktion auf die Übernahme der Steuerung vorbereitet. Nach zwei Verzögerungszeiten, die notwendig sind, damit alle angeschlossenen Geräte auf den ATN-Wechsel reagieren können, geht sie in den Zustand CACS über, wobei vorausgesetzt wird, daß die geräteinterne Nachricht rpp zur Einleitung einer Parallelabfrage nicht aktiv ist.

– Zustände CIDS, CADS, CACS, CTRS
Diese Zustände organisieren die Übergabe der Steuerung an die zukünftige C-Funktion im Einsatz bzw. die Übernahme der Steuerung von der augenblicklichen C-Funktion im Einsatz.

Die C-Funktion im Einsatz (eingenommener Zustand CACS) kann ihre Steuerungsfunktion abgeben, wenn sie den Befehl TCT sendet und danach ihre SH-Funktion nicht mehr im Zustand STRS ist. Damit wird der Zustand CIDS (ATN = H) eingenommen, der auch bei IFC = L (vorausgesetzt, die C-Funktion ist nicht System-Controller) und nach Netzeinschalten erreicht wird.

Eine C-Funktion wird C-Funktion im Einsatz, wenn sie als System-Controller die Nachricht IFC erzeugt (Zustand SIAS) oder wenn sie als Sprecher adressiert ist und den Befehl TCT (von der gerade noch aktiven C-Funktion im Einsatz gesendet) empfängt. Sobald die gerade noch aktive C-Funktion die Nachricht ATN wegschaltet (ATN = H) und in den Zustand CIDS übergeht, wird die inaktive C-Funktion durch den Übergang mit ATN in den Zustand CACS zur C-Funktion im Einsatz und kann nun die Steuerung des Bussystems durchführen.

Die genaue Kenntnis aller beschriebenen Interface-Funktionen bildet für den Entwickler die Basis, gerätespezifische Untermengen des Gesamtumfanges aller Interface-Funktionen optimal auszuwählen und damit die Grundlage für die Realisierung des Interface-Teiles eines Gerätes zu schaffen. In der Tafel sind der besseren Übersicht wegen alle Abkürzungen zusammengestellt. Bild 7 zeigt, wie Adressen und Befehle auf der Basis des ISO-7-Bit-Kodes kodiert werden.

Literatur

[1] Feige, U.; Stscherbina, A.: Byteserielles-bitparalleles Interface. Steuerungsablauf und Handshake. radio fernsehen elektronik 26 (1977) H. 23/24, S. 795–798

[2] Feige, U.; Stscherbina, A.: Byteserielles-bitparalleles Interface. Interface-Funktionen und ihr Zusammenwirken. radio fernsehen elektronik 27 (1978) H. 3, S. 147–150

[3] IEC-Technical Committee No. 66; Electronic Measuring Equipment: Standard interface system for programmable measuring apparatus Part 2 Byte-serial bit-parallel interface system 66 (Central Office) 22. Nov. 1975

Serielle Datenübertragung im Mikrorechnersystem K 1510

Dipl.-Ing. WOLFGANG SINN und
Dipl.-Ing. WINFRIED GÄNSSLER

Mitteilung aus dem VEB Robotron-Elektronik Zella-Mehlis

Größere Entfernungen zwischen mehreren zu einem System zusammengeschalteten Mikrorechnern werden zweckmäßigerweise mit Hilfe von fernsprechtypischen Leitungen überbrückt. Dafür ist eine serielle Datenübertragung erforderlich. In diesem Beitrag werden die dafür erforderlichen Funktionsgruppen für den Mikrorechner K 1510 vorgestellt.

Eine Vielzahl von Einsatzfällen des Mikrorechnersystems K 1510 erfordert die Kopplung von Mikrorechnern untereinander und mit anderen Rechenanlagen zum Zweck des Daten- und Programmaustausches. Diese Zusammenschaltung zu Systemen gewinnt trotz der Möglichkeit der Speicherung und der Verarbeitung im Mikrorechner selbst immer mehr an Bedeutung, da dadurch komplexere Lösungen realisierbar sind und die höhere Intelligenz zentraler Rechenanlagen dezentral genutzt werden kann.

Für die Datenübertragung auf kurzen Entfernungen bis zu einigen zehn Metern und insbesondere bei direkten Beistellgeräten wird gegenwärtig überwiegend die bitparallele Übertragung genutzt, da der Installationsaufwand in vertretbaren Grenzen bleibt. Bei der genannten Zusammenschaltung von Mikrorechnern zu Systemen geht es im allgemeinen darum, größere Entfernungen im Bereich von einigen hundert Metern bis zu vielen Kilometern zu überbrücken und die Kopplung über international vereinbarte Schnittstellen zu gewährleisten.

Dieses Problem ist am günstigsten durch die Anwendung der bitseriellen Übertragung lösbar, da hierbei der Leitungsaufwand auf Zwei- bzw. Vierdrahtleitungen reduziert wird und die Verwendung von Leitungen der Fernmeldetechnik möglich ist. Außerdem besitzen die bitseriellen Schnittstellen einen hohen internationalen Standardisierungsgrad, so daß die Kompatibilität zu vielen Fremdanlagen gewährleistet ist.

Funktionsgruppen für die serielle Datenübertragung

Zur Gerätetechnik des MRS K 1510 gehört ein Sortiment abgestimmter Funktionsgruppen. Für die Realisierung der seriellen Datenübertragung stehen mehrere Funktionsgruppen zur Verfügung.

Anschlußsteuerung ASV K 8511

Die ASV realisiert am MRS K 1510 die logischen und elektrischen Anschlußbedingungen entsprechend der CCITT-Empfehlungen V.24/V.28 (TGL 29 077) und dient in erster Linie dem Anschluß von Datenübertragungseinrichtungen DÜE. Anschließbar sind Modems oder GDN-Einrichtungen von 50...9 600 Baud.

In einer zweiten Variante (Null-Modem) ist die direkte Kopplung mit der V.24-Schnittstelle eines anderen Gerätes (Datenendeinrichtung DEE) möglich.

Die ASV besteht aus drei Steckeinheiten mit den dazugehörigen geräteinternen Kabeln (Bild 1). Sie realisiert die in der Tafel 1 zusammengestellten V.24-Schnittstellenlei-

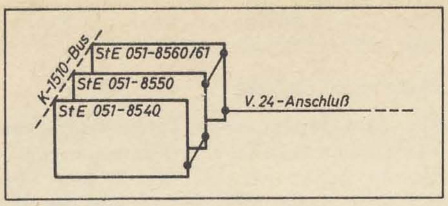


Bild 1: Aufbau der ASV

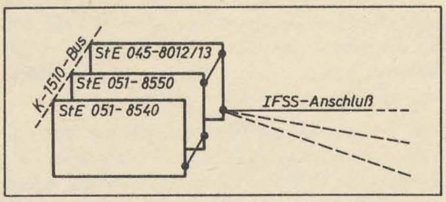


Bild 2: Aufbau der ASS

Tafel 1: V.24-Schnittstellenleitungen

Leitung	Benennung
102	Betriebserde
103	Sendedaten
104	Empfangsdaten
105	Sendeaufforderung
106	Sendebereitschaft
107	Betriebsbereitschaft DÜE
108	Betriebsbereitschaft DEE
109	Empfangssignalpegel
111	Wahl der Übertragungsgeschwindigkeit
120	Hilfskanalsendeaufforderung
122	Hilfskanalempfangspegel
125	Kommender Anruf
126	Sendefrequenzwahl

tungen. Sie arbeitet halbduplex asynchron im Konkurrenzbetrieb. Es sind die Übertragungsgeschwindigkeiten 50; 100; 200; 300; 600; 1 200; 2 400; 4 800 oder 9 600 Baud durch Brücken einstellbar. Die zu wählende Geschwindigkeit ist abhängig von der anzuschließenden DÜE und von der Länge und Qualität des Übertragungsweges. Das Datenformat ist

1 Startbit
8 Informationsbits
1 oder 2 Stoppbits.

Paritäts- oder Blockprüfung können bei der Übertragung durch die Software durchgeführt werden.

Anschlußsteuerung ASS K 8512

Die ASS realisiert am MRS K 1510 die elektrischen Anschlußbedingungen der seriellen IFSS-Schnittstelle (20-mA-Stromschleife). Mit ihr ist eine asynchrone halbduplexe Datenübertragung auf festgeschalteten Vierdraht-Übertragungswegen bis 500 m möglich. Folgende Übertragungsgeschwindigkeiten sind einstellbar: 50; 100; 200; 300; 600; 1 200; 2 400; 4 800 oder 9 600 Baud.
Die ASS besteht aus drei Steckeinheiten und den dazugehörigen Kabeln (Bild 2).
Mit der ASS K 8512.01 wird eine IFSS-Schnittstelle und mit der ASS K 8512.03 werden drei IFSS-Schnittstellen realisiert. Mit dem Zusatz AZS ist die Anschlußsteuerung ASS erweiterungsfähig. Er besteht aus einer Steckeinheit (Bild 3).
Der AZS K 8512.02 ist mit einer und der AZS K 8512.04 mit drei IFSS-Schnittstellen ausgerüstet. Die Anschlußsteuerung ASS ist durch Nachschaltung von bis zu vier AZS auf 14 IFSS-Schnittstellen erweiterungsfähig. Die Anwahl der einzelnen Schnittstellen erfolgt durch Adressierung in der ASS.

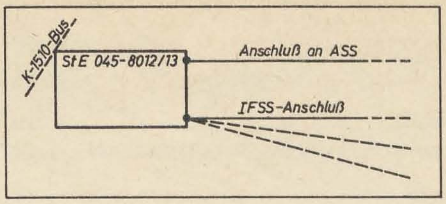


Bild 3: Aufbau der AZS

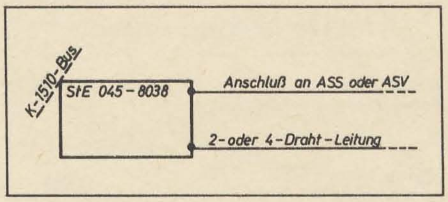


Bild 4: Aufbau der GDN

Gleichstrom-Daten-Niederpegelübertragung GDN K 8171

Die GDN K 8171 ist eine Einbau-Datenübertragungseinrichtung (DÜE) und dient im MRS K 1510 zur seriellen asynchronen Datenübertragung im Nahbereich bis 25 km. Sie ist im MR K 1510 nur in Verbindung mit den Anschlußsteuerungen ASS oder ASV einsetzbar.

Geräteseitig kann die GDN an einer IFSS-Schnittstelle des ASS/AZS oder an der V.24-Schnittstelle der ASV angeschlossen werden. Leitungsseitig ermöglicht die GDN, an überlassenen Übertragungswegen und Sonderleitungen Zwei- oder Vierdrahtübertragung im Halbduplexbetrieb für Punkt-Punkt-Verbindungen durchzuführen. Außerdem ist Vierdraht-Halbduplexbetrieb in Mehrpunktnetzen möglich.

Die GDN besteht aus einer Steckeinheit (Bild 4).

Ein Überblick über den Zusammenhang zwischen Übertragungsgeschwindigkeit und erzielbarer Reichweite ist in der Tafel 2 dargestellt.

Übertragungswege

Beim Einsatz der ASV bestimmen die angeschlossenen Datenübertragungseinrichtungen DÜE die zu verwendenden Übertragungswege. Die von der zuständigen Nachrichtenverwaltung zugelassenen DÜE können innerhalb des öffentlichen Fernmeldenetzes auf überlassenen Standleitungen im Zwei- oder Vierdrahtbetrieb oder auf Wählleitungen betrieben werden. Beispiele für diese DÜE sind die Geräte

Modem MD 101, EC 8002, 200 Baud (DDR)
Modem TAM 601, EC 8006, 600; 1 200 Baud (UVR)
Modem AM 1200, EC 8006, 600; 1 200 Baud (UVR)

Tafel 2: Erreichbare Übertragungsgeschwindigkeiten und Entfernungen

Betriebsart	Aderdurchmesser	max. Reichweite in km			
		1200 Bd	2400 Bd	4800 Bd	9600 Bd
Vierdrahtbetrieb	0,5 mm	9	9	9	7
	0,6 mm	13	13	13	9
	0,7 mm	18	18	17	10
	0,8 mm	24	24	18	12
Zweidrahtbetrieb	0,5 mm	6	6	6	4
	0,6 mm	9	9	7	5
	0,7 mm	12	12	8	5
	0,8 mm	15	15	10	6

Aus der Zeitschrift

Nachrichtentechnik Elektronik

Technisch-wissenschaftliche Zeitschrift für die gesamte elektronische Nachrichtentechnik

Heft 5 (1980)

- **35. Jahrestag der Befreiung vom Faschismus**
- **Einsatz der Funktechnik für kosmische Flüge**
- **Impulsdispersion in Lichtleitern**
Eine wesentliche Größe, die die Verwendbarkeit der Lichtleiter bestimmt, ist die durch Dispersion verursachte Impulsverbreiterung im Lichtleiter. Zur Verbreiterung tragen die Modendispersion, die Materialdispersion und die Wellenleiterdispersion mit unterschiedlicher Wertigkeit bei.
Für frequenzabhängige GeO_2-dotierte Gradientenfasern werden mit wellenoptischen Verfahren bei einer Wellenlänge $\lambda = 1{,}27\ \mu m$ die Laufzeiten und die Dispersion betrachtet sowie die optimale Profilpotenz ermittelt. Vorausgesetzt werden fehlende Modenkopplung und gleiche Anregung der diskreten Moden.
- **Aufstellung mathematischer Modelle für nichtlineare Zweipole**
- **Synthese einiger nichtlinearer resistiver Zweipole**
- **Das Spektrotron – Wirkungsweise, analytische Beschreibung und Berechnung**
- **Örtlich zweidimensionale Analyse des MOSFET**
Die örtlich zweidimensionale numerische Analyse mit dem Programm ZANMOS ermöglicht die Berechnung des Klemmenverhaltens von Kurzkanal-MOSFET. Einige Ergebnisse zu typischen Kurzkanal-Effekten (Schwellspannungszusammenbruch mit Verkleinerung der Kanallänge) und zum innerelektronischen Verhalten werden vorgestellt.
- **Modellbetrachtungen zum I^2L-Gatter**
Für ein I^2L-Gatter wird eine auf der Basis von Transportmodellen entwickelte Ersatzschaltung angegeben. Als Ausgangskenngrößen für die Ermittlung statischer bzw. dynamischer Parameter werden die Strom-Spannungs-Kennlinien bzw. die maximale stabile Leistungsverstärkung des pnp-Lateraltransistors sowie des npn-Multikollektor-Vertikaltransistors herangezogen. Die für ein I^2L-Gatter ermittelten Kennwerte für den Aufwärts- und Abwärtsbetrieb werden in Abhängigkeit vom Arbeitspunkt und von der Lage der Einzelkollektoren einander gegenübergestellt.
- **Lösung von linearen DGL-Systemen mit dem Tischrechner K 1001**
- **Verfahren zur Testsatzgenerierung für ternäre kombinatorische Schaltungen**
- **Test und Einstellung des seriellen Interface an Mikrorechnersystemen mit einfachen Mitteln**
- **Zur Synchronisationsstützung von Mehrspurgeräten mit bewegtem Informationsträger**
- **Zum Freifeldübertragungsmaß von Kopfhörern**
- **Untersuchungen zur Bindungscharakteristik von Wickelverbindungen mit Aluminiumleiterwerkstoffen, Teil 1**

BESTELLSCHEIN

Die aufgeführten Bücher können Sie mit diesem Bestellschein im Inland beim örtlichen Buchhandel bestellen.

Expl.

Relaisschutztechnik in Elektroenergiesystemen
H. Clemens; K. Rothe
1. Auflage, 324 Seiten, 258 Bilder, 24 Tafeln
Kunstleder 24,00 Mark
Bestellnummer 552 716 4 ______

Starkstromanlagen
Planung · Gestaltung · Berechnung
J. Gester; G. Schmidt
7., unveränderte Auflage, 362 Seiten, 251 Bilder, 34 Tafeln
Kunstleder 20,00 Mark
Bestellnummer 552 365 7 ______

Konstruktionslehre
Grundlagen
D. Schlottmann
2., durchgesehene Auflage, 428 Seiten, 422 Bilder, 60 Tafeln
Kunstleder 28,00 Mark
Bestellnummer 552 429 7 ______

VEM-Handbuch Leistungselektronik
R. Lappe
2., durchgesehene Auflage, 476 Seiten, 396 Bilder, 52 Tafeln
Kunstleder 34,00 Mark
Bestellnummer 552 611 0 ______

Darüber hinaus können Sie alle in diesem Heft angezeigten und rezensierten Bücher des VEB Verlag Technik ebenfalls mit diesem Vordruck bestellen.

Name, Vorname

Postleitzahl, Wohnort

Straße, Hausnummer

Datum, Unterschrift

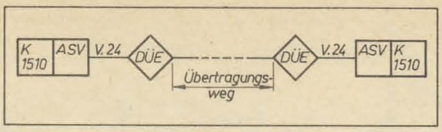


Bild 5: Kopplung des MRS K 1510 mit ASV und DUE

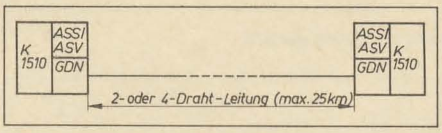


Bild 6: Kopplung des MRS K 1510 mit GDN durch Vorschalten von ASS und ASV

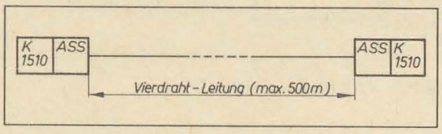


Bild 7: Kopplung des MRS K 1510 mit ASS

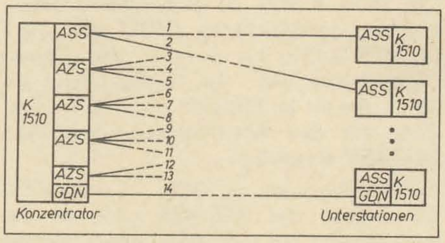
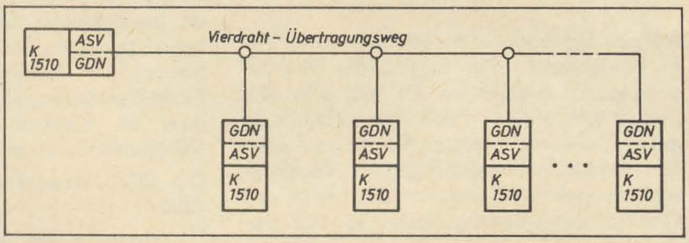


Bild 8: Sternförmige Zusammenschaltung des MRS K 1510 zu einem System

Bild 9: Zusammenschaltung von MRS K 1510 zu einem Mehrpunktsystem ▶



Weiterhin ist die Verwendung fernsprechtypischer Sonderleitungen (betriebseigener Leitungen) möglich.

Die Verbindung zwischen der ASV und der DÜE erfolgt ebenso wie beim Lokalanschluß über ein maximal 15 m langes mehradriges Kabel.

Für die Anschlußsteuerung ASS kommen nur systemeigene Vierdrahtleitungen zum Einsatz. Die Übertragungswege der IFSS-Schnittstellen dürfen nicht mit öffentlichen Fernmeldenetzen oder anderen posteigenen Netzen Verbindung haben. Als Übertragungswege sind mehradrige Fernmeldekabel, die paarig oder zu Sternvieren verseilt sind, zu verwenden, beispielsweise die Kabeltypen MY(St)Y TGL 21 806 oder HYF(C)Y TGL 21 807.

Die GDN-Einrichtung erfordert den Einsatz von unbespulten galvanisch durchgeschalteten Kabeladern. Es können entsprechende systemeigene Zwei- oder Vierdrahtleitungen oder fernsprechtypische öffentliche Übertragungswege im Ortsnetzbereich genutzt werden. Bei der Schaltung der Übertragungswege ist darauf zu achten, daß möglichst wenig Kabelabschnitte mit unterschiedlichen Aderndurchmesser verwendet werden. Außerdem werden an den Übertragungsweg folgende Forderungen gestellt:

Schleifenwiderstand	$\leqq$ 1,7 kΩ
Isolationswiderstand	$\geqq$ 10 MΩ
Fremdspannung	$\leqq$ −63 dB (0,55 mV).

Der Anschluß an einen öffentlichen Übertragungsweg erfolgt nur durch die zuständige Nachrichtenverwaltung.

Einsatzmöglichkeiten

Mit den angegebenen Funktionsgruppen können eine Vielzahl von Übertragungsproblemen gelöst werden. Bild 5 zeigt die Kopplung zweier MRS K 1510 über die Anschlußsteuerung ASV und DÜE. Anstelle des zweiten MRS K 1510 ist jedoch auch jede andere Datenendeinrichtung DEE mit halbduplex asynchron arbeitender V.24-Schnittstelle möglich, beispielsweise ESER-Multiplexer oder Fremdrechner.

Die Kopplung des MRS K 1510 mit der Anschlußsteuerung ASV kann auch über die Einbau-GDN-Einrichtung anstelle der externen DÜE erfolgen, wenn die für die GDN erforderlichen Leitungen zur Verfügung stehen (Bild 6).

Neben wirtschaftlichen Vorteilen ist je nach Länge des Übertragungsweges eine Erhöhung der Geschwindigkeit bis 9 600 Baud möglich. Im Entfernungsbereich bis 500 m kann mit der Anschlußsteuerung ASS mit Vierdrahtleitungen bis maximal 9 600 Baud gearbeitet werden (Bild 7). Die GDN-Einrichtung ist auch in dieser Konfiguration zur Erhöhung der Reichweite bzw. zum Übergang auf Zweidrahtleitungen nach Bild 6 einsetzbar. Ob bei der Punkt-Punkt-Verbindung mit der GDN ASS oder ASV verwendet werden, ist von der zur Nutzung vorgesehenen Software abhängig.

Für die sternförmige Kopplung mehrerer Mikrorechner K 1510 ist die Zusammenschaltung über ASS und deren Zusatz AZS nach Bild 8 möglich. Dabei kann durch die Zwischenschaltung der GDN wiederum eine Erhöhung der Reichweite bzw. der Übergang von Vier- auf Zweidrahtleitungen erzielt werden.

Bild 9 zeigt die Zusammenschhaltung von MRS K 1510 zu einem Mehrpunktsystem. Zu diesem Zweck ist jeder Rechner mit der Anschlußsteuerung ASV und einer GDN ausgerüstet. An den GDN-Sender der Leitstationen sind alle GDN-Empfänger in den Unterstationen angeschlossen. Die Verbindung erfolgt über Vierdrahtleitungen. Nach erfolgtem Aufruf schaltet die gerufene Unterstation die GDN-Sendeleitungen an den Übertragungsweg. Dieses System eignet sich besonders zur Meßdatenerfassung.

Literatur

[1] Reimann, W.: Mikrorechnersystem K 1510. radio fernsehen elektronik 28 (1979) H. 7, S. 421–424; H. 8, S. 491–494

[2] Göpfert, B.: Anwendungsmöglichkeiten des Mikrorechnersystems robotron K 1510. Neue Technik im Büro 22 (1978) H. 4, S. 104 und 105

[3] Sinn, W.: Datenübertragungseinrichtung für den Nahbereich. radio fernsehen elektronik 27 (1978) H. 11, S. 691 und 692

[4] Schnittstelle zwischen Datenendeinrichtung und Datenübertragungseinrichtung. TGL 29 077

Dipl.-Ing. HORST JUNGNICKEL

Die Auswahl des Ladekondensators erfolgt nach Bild 12 oder der angegebenen Größengleichung. Es wird die nach TGL 5151 oder TGL 7198 jeweils nächstliegende Größe eingesetzt. Zu beachten ist, daß die Spannungsfestigkeit des Ladekondensators auch im Leerlauffall ausreichend sein muß.
Für den Transistor der Regelstrecke wird ein geeigneter npn-Siliziumleistungstransistor ausgewählt. In der Tafel 1 waren einige Daten zusammengestellt worden. Bei Leistungstransistoren kann die zulässige Verlustleistung im allgemeinen nicht aus den Datenblättern entnommen werden. Sie hängt vom inneren Wärmewiderstand R_{thi}, von der zulässigen Sperrschichttemperatur ϑ_j, der maximalen Umgebungstemperatur ϑ_u und somit von der zur Verfügung stehenden Kühleinrichtung ab. Im Abschnitt „Thermische Probleme" soll näher darauf eingegangen werden. Kühlkörper können nicht beliebig groß gemacht werden. Es wird deshalb meist ein Kompromiß zwischen elektrischer und konstruktiver Lösung erforderlich sein. Im allgemeinen sind Abmessungen von 120 mm × 120 mm die obere Grenze. Bei der Gestaltung der Kühlkörper sind zur Vergrößerung der wirksamen Oberfläche Ausführungen nach Bild 46 vorteilhaft. Eine günstige Unterbringung der Kühlkörper im Gehäuse oder im Einschub fördert den Wärmeaustausch.
In der Tafel 7 sind einige dimensionierte Netzteile zusammengestellt. Die Numerierung der Bauelemente bezieht sich auf die Schaltung nach Bild 45.
Die Stellgröße y, die dem Basisstrom des Längstransistors entspricht, sollte 0,5 mA nicht übersteigen. Darlingtonschaltungen gewährleisten das. Für die Regeleinrichtung gelten die im Abschnitt 2.2. getroffenen Festlegungen. Werden HF-

Bild 46: Kühlkörperkonstruktionen

Transistoren oder schnelle Schalttransistoren verwendet, so sind in Bezug auf das Frequenzverhalten der Anordnung keine besonderen Maßnahmen erforderlich.
Der Sollwertgeber mit R_{11} bis R_{13} wird so dimensioniert, daß sich mit R_{12} die Ausgangsspannung um etwa 5 % verändern läßt. Beim Sollwert der Ausgangsspannung wird die Spannung am Abgriff von R_{12} gleich $U_z + U_{BE6}$. Der Querstrom muß I_{B6} wesentlich übersteigen. Werte von 1...10 mA sind üblich. Für den Einsteller R_{12} genügen 100...250 Ω (abhängig von U_a).

$$R_{ges} = \frac{U_a}{I_q}$$

$$R_{13} = \frac{(U_z + U_{BE6})\,R_{ges}}{U_a}$$

$$R_{11} = \frac{(U_a - U_z - U_{BE6})\,R_{ges}}{U_a}$$

Die Referenzspannungsquelle wird durch R_{10} und D_6 gebildet. Für D_6 sind die Typen SZX 19/6,8 u. ä. am besten geeignet. Prinzipiell genügt dieser Typ bei allen Ausgangsspannungen über 7,5 V. Wird die Ausgangsspannung wesentlich größer (etwa ab 24 V), können mehrere dieser Typen hinter-

Tafel 7: Bauelementewerte für sechs Varianten der Schaltung nach Bild 45

	1	2	3	4	5	6
U_a	5 V	5 V	12 V	12 V	12 V	24 V
I_a	1,5 A	7 A	1,4 A	3 A	8 A	1 A
U~	9...10 V	9...10 V	16...17 V	16...17 V	16...17 V	28...29 V
P_s~	18 VA	80 VA	27 VA	59 VA	159 VA	34 VA
Kern	M 65	M 102a	M 65	M 85a	M 102b	M 74
D_1 bis D_4	SY 200	SY 180/1	SY 200	SY 180/1	SY 180/1	SY 200
T_1	—	MП 116	MП 116	MП 116	MП 116	MП 106
T_2	—	SS 218 E	SS 218 E	SS 218 E	SS 218 E	SF 123 E
T_3	SF 122 E	SF 126 E	SF 122 E	SF 126 E	SF 126 E	SF 128 E
T_6	SF 216 E	SF 216 E	SF 216 E	SF 216 E	SF 216 E	SF 123 E
D_6	4 × SZX 21/1	4 × SZX 21/1	SZX 21/6,8	SZX 21/6,8	SZX 21/6,8	SZX 21/6,8
D_7	SZ 600/6,2	SZ 600/6,2	SZ 600/13	SZ 600/13	SZ 600/13	2 × SZ 600/13
R_1	—	10 kΩ	10 kΩ	10 kΩ	10 kΩ	10 kΩ
R_2	—	82 kΩ	82 kΩ	82 kΩ	82 kΩ	82 kΩ
R_3	—	70 mΩ	360 mΩ	160 mΩ	62 mΩ	500 mΩ
R_4	—	100 Ω	100 Ω	100 Ω	100 Ω	100 Ω
R_5	—	100 Ω	100 Ω	100 Ω	100 Ω	100 Ω
R_6	—	2 kΩ	5,1 kΩ	5,1 kΩ	5,1 kΩ	11 kΩ
R_7	2,4 kΩ	910 Ω	10 kΩ	3,3 kΩ	2 kΩ	10 kΩ
R_8	2,4 kΩ	910 Ω	10 kΩ	3,3 kΩ	2 kΩ	10 kΩ
R_9	20 kΩ	11 kΩ	51 kΩ	51 kΩ	51 kΩ	240 kΩ
R_{10}	390 kΩ	390 Ω	1,2 kΩ	1,2 kΩ	1,2 kΩ	3,3 kΩ
R_{11}	510 kΩ	510 Ω	750 Ω	750 Ω	750 Ω	3,6 kΩ
R_{12}	100 kΩ	100 Ω	100 Ω	100 Ω	100 Ω	100 Ω
R_{13}	1 kΩ	1,2 kΩ	1,3 kΩ	1,3 kΩ	1,3 kΩ	1,5 kΩ
C_1	1 000 μF/15 V	20 000 μF/15 V	5 000 μF/25 V	5 000 μF/25 V	15 000 μF/25 V	2 000 μF/50 V
C_2	—	1 μF/3 V	5 μF/3 V	5 μF/3 V	5 μF/3 V	20 μF/15 V
C_3	100 μF/15 V	200 μF/15 V	5 μF/70 V	50 μF/25 V	5 μF/70 V	1 μF/70 V
C_4	10 nF	0,1 μF, MP	0,1 μF, MP	0,1 μF, MP	0,1 μF, MP	0,1 μF, MP
C_5	50 μF/10 V	50 μF/3 V	20 μF/10 V	5 μF/10 V	20 μF/15 V	5 μF/25 V
C_6	1 000 μF/10 V	1 000 μF/10 V	1 000 μF/15 V	1 000 μF/15 V	1 000 μF/15 V	1 000 μF/25 V
C_7	0,1 μF, MP	0,1 μF, MP	0,1 μF, MP	0,1 μF, MP	0,1 μF, MP	0,1 μF, MP
U_{Br}	3 mV	4 mV	1 mV	6 mV	2 mV	1 mV
ΔU_a	18 mV	100 mV	20 mV	120 mV	240 mV	10 mV
r_i	—11 mΩ	—7,4 mΩ	—9,3 mΩ	—9 mΩ	+0,75 mΩ	—20 mΩ

T_4 bzw. T_5: 2N 3055 (Tungsram) o. ä.; MP = Metall-Papier

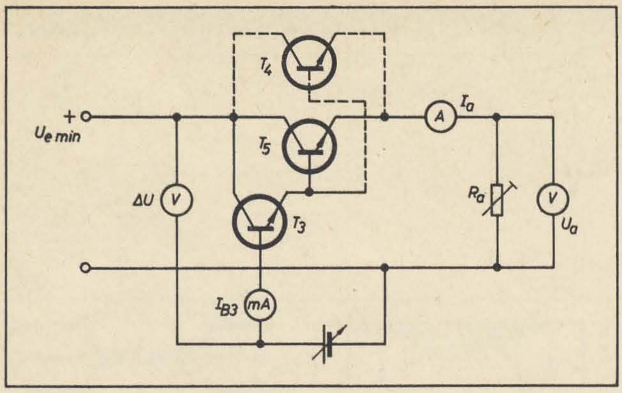


Bild 47: Meßschaltung zur Dimensionierung von R_7 und R_8

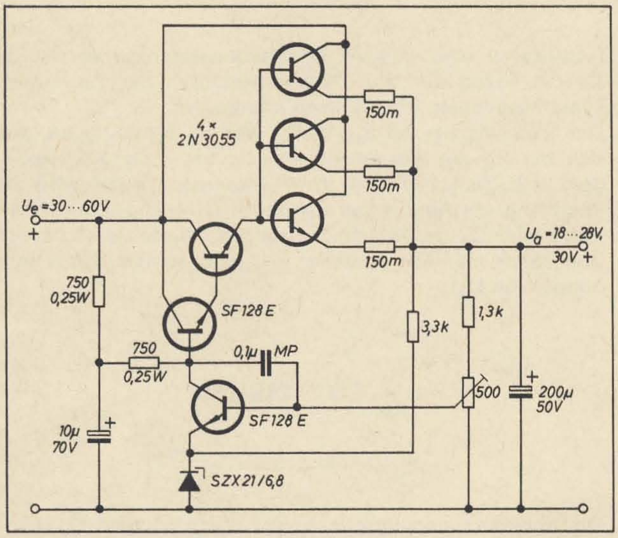


Bild 48: Schaltung zur Batterienachbildung

einandergeschaltet werden. Für kleinere Ausgangsspannungen als 7,5 V empfiehlt sich das Hintereinanderschalten von mehreren (max. 4) SZX 18/1 in Durchlaßrichtung. R_{10} wird so ausgelegt, daß ein Zenerstrom von etwa 4,5 mA fließt. Zusammen mit I_{C6} wird damit ein optimaler Wert für den Zenerwiderstand r_z der Diode erreicht. Da die Referenzspannung von der bereits stabilisierten Ausgangsspannung abgeleitet wird, vereinfacht sich die Ungleichung zur Berechnung von R_{10} (nach Abschnitt 2.1.) zu

$$R_{10} = \frac{U_a - U_z}{4{,}5\,\text{mA}}$$

Die Dimensionierung von R_7 und R_8 erfolgt zweckmäßigerweise meßtechnisch, da in den seltensten Fällen die Gleichstromverstärkung von T_5 bzw. von T_3 und der Kombination von T_5 und T_4 im betreffenden Arbeitspunkt bekannt sein dürfte. Bild 47 zeigt die Meßschaltung. U_e wird aus der dazugehörigen Rohspannungserzeugung (Transformator – Gleichrichter – Ladekondensator) entnommen. Der Transformator wird dabei mit der niedrigsten vorkommenden Netzspannung (z. B. 180 V) betrieben.

Mit Hilfe von U_B ($U_B = 1{,}4\,\text{V} + U_a$) und des Stellwiderstandes R_a werden Ausgangsspannung und -strom auf den Sollwert eingestellt. Dabei werden der Basisstrom I_B und die Spannungsdifferenz ΔU gemessen. Durch geeignete Auswahl der Transistoren (möglichst große Stromverstärkung) läßt sich erreichen, daß der Basisstrom kleiner als 0,5 mA wird. Falls erforderlich, sind gleichzeitig weitere Messungen möglich.

$R_7 + R_8$ errechnen sich zu

$$R_7 + R_8 = \frac{\Delta U}{I_{B3} + I_{C6}}$$

I_{C6} sollte etwa 20 % von I_{B3} betragen. Für $R_7 + R_8$ ist der größtmögliche Wert anzustreben, der gleichmäßig auf beide Widerstände aufzuteilen ist.

Die Dimensionierung der elektronischen Sicherung erfolgt nach der Beziehung

$$R_3 = \frac{0{,}5\,\text{V}}{I_a}$$

R_4 dient zur Feineinstellung, R_5 begrenzt den Basisstrom von T_1. Günstige Werte für R_4 und R_5 sind 100 Ω. R_1 ist vom Reststrom von T_1 abhängig. Allgemein ausreichend sind 10 kΩ. Bei Si-Transistoren kann dieser bis zu 100 kΩ betragen. Der Wert von R_6 beträgt 2...10 kΩ und hängt von $R_7 + R_8$ ab. Der genaue Wert wird experimentell ermittelt. Die Kombination R_2C_2 dient zum Zurückkippen der Anordnung. Bei deren Dimensionierung muß beachtet werden, daß die Sicherung auch noch bei gedrückter Taste anspricht. R_2 ist deshalb hinreichend groß zu wählen. Brauchbare Werte sind 80 bis 100 kΩ. Die Größe des Kondensators ist von der Stromverstärkung von T_2 abhängig. B_2 sollte sehr hoch (> 300) sein. C_2 wird dann 1...20 µF. D_5 ist eine beliebige Siliziumdiode entsprechender Sperrspannung.

Für C_6 ist ein Wert von 1 000 µF allgemein ausreichend, 100 µF sollten jedoch nicht unterschritten werden. Das Parallelschalten eines Metall-Papierkondensators C_7 (≈ 0,1 µF) verbessert das HF-Verhalten und ist daher zu empfehlen. C_4 sollte nur bei auftretender Selbsterregung eingesetzt werden ($C_4 \leq 0{,}1\,\mu\text{F}$, MP oder keramisch). Für C_3 und C_5 lassen sich keine exakten Berechnungsformeln angeben. Es ist zu beachten, daß beide Werte voneinander abhängig sind. Die Zeitkonstante von R_7C_3 wird im Normalfall zu etwa 10...50 ms gewählt, so daß sich für C_3 näherungsweise

$$C_3 \approx \frac{(10\ldots50)10^3}{R_7}$$

ergibt (C_3 in µF, R_7 in kΩ). Man erhält Werte in der Größenordnung von 5...200 µF, es wird dann der nächstliegende Normwert gewählt. Der Widerstand R_9 dient zur Störwertaufschaltung. R_9 und damit auch C_5 können bei geringeren Anforderungen auch entfallen. Da die Berechnung recht umständlich ist, lassen sich die im Abschnitt 2.2.3. angegebenen Richtwerte verwenden. Für hohe Ansprüche an eine Kompensation ist eine experimentelle Einstellung von R_9 unerläßlich. Die Diode D_7 dient zum Schutz gegen Überspannungen.

Die in der Tafel 7 angegebenen Meßergebnisse zeigen, daß bei geeigneter Dimensionierung sehr gute Ergebnisse erreichbar sind. Dem Stabilisierungsfaktor kommt eigentlich nicht die große Bedeutung zu, die in der Literatur, insbesondere in rein theoretischen Betrachtungen, angeführt wird. Durch eine einfache Störwertaufschaltung ist es möglich, die Ausgangswerte beliebig genau einzustellen. Bei den vorliegenden Schaltungen wurde diese Methode nur bis zu einer gewissen Grenze getrieben. Für R_9 erfolgt z. B. kein Feinabgleich.

Im Bild 48 ist noch eine sogenannte „Batterie-Nachbildung" dargestellt. Damit lassen sich Akkumulatoren nachbilden, die Schaltung dient zum Testen von Geräten mit Batteriebetrieb.

Allgemein läßt sich die Schaltung aber auch zu anderen Zwecken verwenden. Die Ausgangsspannung kann auf Werte zwischen 18 V und 27 V eingestellt werden. Der maximale Laststrom darf bis zu 30 A betragen. Bei einem Lastsprung von $I_a = 0\ldots30$ A ändert sich die Ausgangsspannung um etwa 200 mV. Der Brummspannungsanteil bei Vollast liegt unter 100 mV. Beim Mustergerät wurde die Rohspannung aus einem Stellgleichrichter entnommen.

8. Integrierte Schaltungen

Die wachsende Komplexität elektronischer Einrichtungen stellt auch hohe Forderungen hinsichtlich der Zuverlässigkeit. Schaltungen mit diskreten Bauelementen können diesen Forderungen meist nicht mehr nachkommen. Es ist deshalb folgerichtig, auch auf dem Gebiet der Stromversorgung den Einsatz moderner integrierter Schaltungen zu beschleunigen. Speziell dafür entwickelte IS erleichtern diese Aufgabe. Auch übliche analoge Schaltkreise lassen sich oft mit guten Ergebnissen einsetzen.

Bild 49: Operationsverstärker als Konstantspannungsquelle

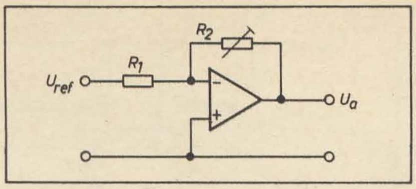


Bild 50: Operationsverstärker mit Leistungstransistor

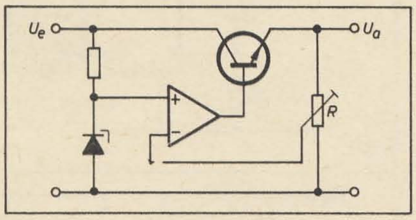
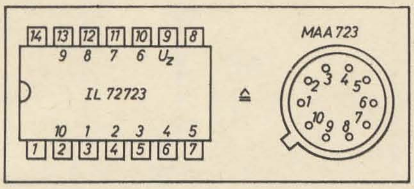


Bild 51: Anschlußbelegung der IS MAA 723 und IL 72723



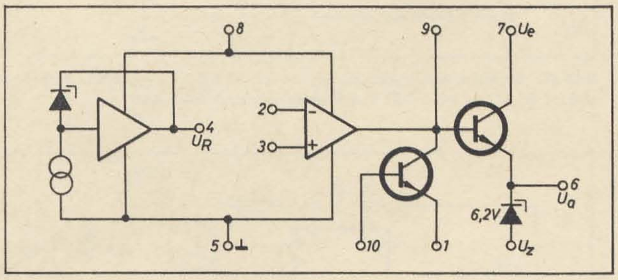


Bild 52: Prinzipschaltung

8.1. Differenzverstärker

Differenzverstärker sind vor allem in temperaturunempfindlichen Schaltungen von Vorteil (s. a. Abschn. 2.2.2. und Bild 35). Als besonders günstig haben sich die Typen MB 125, MB 145 (ČSSR, Differenzverstärker), KC 809 bis KC 811 (ČSSR, Doppeltransistor, läßt sich leicht als Differenzverstärker beschalten), B 340 (DDR, Transistorarray mit vier Si-npn-Transistoren) erwiesen. Da sich die Transistoren alle auf einem Chip befinden, besteht eine gute Übereinstimmung der Kennwerte. Das Temperaturverhalten ist ebenfalls gleich. Damit lassen sich Regelverstärker mit sehr günstigen Eigenschaften realisieren.

8.2. Operationsverstärker

Vor dem Aufkommen von speziellen Spannungsreglerschaltkreisen wurden übliche Operationsverstärker (OV) eingesetzt. Als geeignete Typen sind zu nennen: A 109, B 109 (DDR) für allgemeine Anwendungen und MAA 741 (ČSSR). Der MAA 741 ist besonders günstig, da er über eine interne Frequenzkompensation verfügt.
Der Innenwiderstand von Operationsverstärkern kann durch geeignete äußere Beschaltung gegen Null gehen. Bild 49 zeigt eine prinzipielle Schaltung. Es gelten

$$U_a = -\frac{U_{ref} R_2}{R_1}$$

$$r_i = r_i\,g$$

U_{ref} = Referenzspannung
r_i = Innenwiderstand des unbeschalteten OV
g = Schleifenverstärkung

In [14] sind grundsätzliche Angaben zum Operationsverstärker zu finden. Die Referenzspannungsquelle wird gering und vor allem konstant belastet. Verwendet man als Normal spezielle Referenzelemente oder Kaskadenschaltungen mit Temperaturkompensation (vgl. Abschn. 2.1.), so entstehen Präzisionsspannungsquellen. Im allgemeinen ist die Ausgangsleistung eines Operationsverstärkers gering (Milliwattbereich). Bei größeren Lastströmen können entsprechende Leistungstransistoren (Booster) nachgeschaltet werden. Bild 50 zeigt eine derartige Schaltung. Mit Hilfe von R kann die Ausgangsspannung in weiten Grenzen variiert werden.

8.3. Integrierte Referenzspannungsquellen

Für die bisher behandelten Schaltungen stehen integrierte Referenzspannungsquellen zur Verfügung. Im wesentlichen sind das temperaturkompensierte Z-Dioden, realisiert durch die Reihenschaltung einer Ge-Diode mit ausgesuchten Z-Dioden.
Zu den Kenndaten gehört ein vom Hersteller festgelegter Konstantstrom, mit dem derartige Referenzelemente zu betreiben sind. Bei diesem Strom wird der kleinste Zenerwiderstand erreicht. Bekannte Typen sind MAA 550 (ČSSR) und SZY 20 bis SZY 23 (DDR).

8.4. Integrierter Spannungsregler 723

Die weiteren Ausführungen beziehen sich auf die Typen MAA 723 und MAA 723 H (ČSSR) im TO-100-Gehäuse und IL 72723 (SFRJ) im DIL-14-Gehäuse.
Bild 51 zeigt die Anschlußbelegung und Bild 52 die Prinzipschaltung. Auf die Darstellung der Innenschaltung wird hier aus Platzgründen verzichtet, sie kann [15] entnommen werden. Zum besseren Verständnis der Funktion wird auch auf [16] verwiesen. Aus Bild 52 lassen sich die wesentlichen Funktionen erkennen. Die Referenzspannungsquelle besteht aus einer Z-Diode, die mit konstantem Strom betrieben wird. Ein Operationsverstärker nimmt die Referenzspannung belastungsfrei ab und stellt sie am Anschluß 4 mit etwa 7 V und bis 14 mA belastbar zur Verfügung. Als Regelverstärker ist ein weiterer Operationsverstärker (Differenzverstärker) vorgesehen. Am Ausgang 6 kann die stabilisierte Spannung abgenommen werden. Der zulässige Ausgangsstrom beträgt 150 mA. Dieser ist jedoch nur unter günstigen Kühlverhältnissen erreichbar. Die maximale Verlustleistung von 800 mW bei 25 °C darf nicht überschritten werden. Ein Kühlstern (G, TGL 200-8420 Bl. 2) ist beim TO-Gehäuse verwendbar. Für die DIL-Ausführung werden etwa 500 mW empfohlen.
Der Anschluß U_Z ist nur bei der Ausführung im DIL-14-Gehäuse vorhanden! Dieser Anschluß ist zur Stabilisierung von negativen Spannungen (durchgehende Plusleitung) erforderlich. Beim MAA 723 ist dieser Anschluß nicht vorgesehen. Hier kann eine externe Z-Diode (SZX 19/6,2 oder besser SZX 21/6,2) an den Anschluß 6 gelegt werden (s. a. Bild 52).

Die Anschlüsse 1 und 10 führen zu einem internen Transistor, der zum Abschalten des Ausgangstransistors oder auch nur zur Strombegrenzung verwendet wird. Beim Anlegen einer Spannung über 0,65 V beginnt dieser Transistor zu leiten und sperrt somit den Ausgangstransistor. Damit ist ein fernbedientes Ein- und Ausschalten der Stromversorgung möglich. Am Anschluß 9 kann dieser Effekt ebenfalls erreicht werden. Letzteres ist sinnvoll, wenn der interne Transistor bereits zur Strombegrenzung verwendet wird. Weitere Daten der IS MAA 723 und MAA 723 H sind in der Tafel 8 zusammengestellt.
Je nach den Einsatzbedingungen werden vier Grundschaltungen unterschieden, die im Bild 53 dargestellt sind. Eine

Tafel 8: Technische Daten der IS MAA 723 und MAA 723 H

	MAA 723	MAA 723 H
Spannungsdifferenz $U_e - U_a$	3...38 V	40 V
Ausgangsstrom I_a	150 mA	150 mA
Belastung der Referenzspannung I_R	15 mA	15 mA
Verlustleistung P_{tot}	800 mW	700 mW
Betriebstemperaturbereich ϑ_a	−55...+125 °C	
Regelfaktor bei U_e = 12...15 V, U_a = 5 V, I_a = 1 mA typisch	0,02 %/U_a	0,1 %/U_a
Regelfaktor bei U_e = 12...40 V, U_a = 5 V, I_a = 1 mA	0,1 %/U_a	0,4 %/U_a
Temperaturkoeffzient	0,005 %/K	0,01 %/K
Referenzspannung U_R bei U_e = 12 V, U_a = 5 V	6,95...7,35 V	6,8...7,5 V
Leerlaufstromaufnahme I_0	< 3,5 mA	< 5 mA
Stabilitätsverhalten in %/1 000 h	0,25	1
Welligkeitsunterdrückung bei 50 Hz···10 kHz, C_{ref} = 0, U_e = 12 V, U_a = 5 V, I_a = 1 mA	74 dB	60 dB
bei C_{ref} = 5 μF	86 dB	72 dB

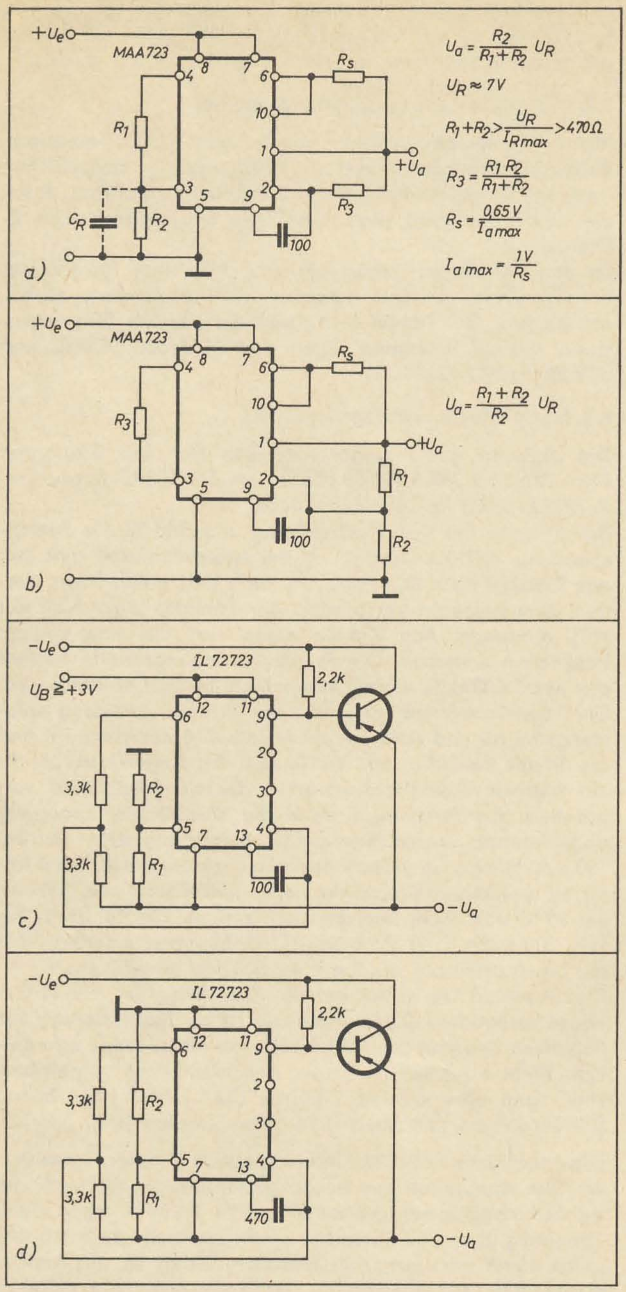


Bild 53: Grundschaltungen. a) $U_a = +2...+7$ **V; b)** $U_a = +7...+37$ **V; c)** $U_a = -6...-15$ **V; d)** $U_a = -9,5...-37$ **V**

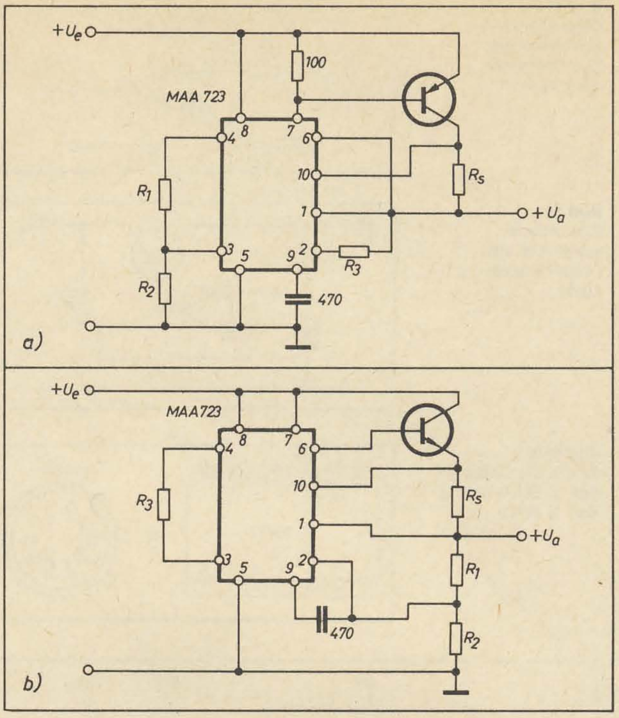


Bild 54: Grundschaltungen. a) $U_a = +2...+7$ **V mit externem pnp-Transistor; b)** $U_a = +7...+37$ **V mit externem npn-Transistor**

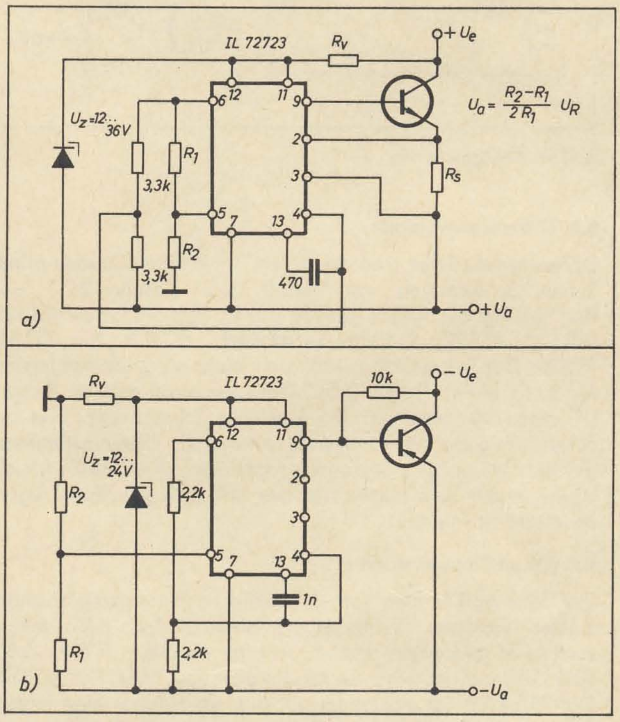


Bild 55: Grundschaltungen für „schwimmenden" Betrieb. a) $U_a \leqq +250$ **V; b)** $U_a \leqq -250$ **V**

negative Ausgangsspannung unter —6 V läßt sich mit der Schaltung nach Bild 53c bei geringen Ansprüchen an die Stabilität noch erreichen. Die Größe der Widerstände R_1 und R_2 ist dabei experimentell zu bestimmen.

In der Regel werden größere Lastströme als 150 mA gefordert. Dazu ist das Nachschalten von Leistungstransistoren erforderlich und üblich. Aus praktischen Erfahrungen wird empfohlen, die IS nur mit Lastströmen bis etwa 100 mA zu betreiben. Bei der Dimensionierung ist des weiteren die Verlustleistung zu beachten. Sie wird nach

$$P_v = \frac{U_e - U_a}{I_a}$$

berechnet.

Bei hohen Eingangsspannungen wird sehr schnell die erlaubte Grenze erreicht. Bild 54 zeigt einige Varianten mit externen Leistungstransistoren. Um Instabilitäten zu vermeiden, sollte ein Laststrom über 15 A nicht vorgesehen werden.

Es lassen sich auch Spannungen über 37 V stabilisieren. Der Spannungsregler arbeitet dabei im sogenannten „schwimmenden" Betrieb. Im Bild 55 sind zwei Möglichkeiten dargestellt. Sinnvoll sind diese Schaltungen nur für kleine Ströme, da der Wirkungsgrad sehr gering ist.

Wird fortgesetzt

Literatur

[14] Pabst, D.: Operationsverstärker. Reihe Automatisierungstechnik, Band 108. Berlin: VEB Verlag Technik 1976

[15] Jungnickel, H.: Anwendung integrierter Spannungsregler. radio fernsehen elektronik 27 (1978) H. 2, S. 85–87

[16] Schuster, W.: Gleichspannungsregler mit integrierten Schaltkreisen. radio fernsehen elektronik 22 (1973) H. 17, S. 552–554

Probleme der Rationalisierung

Im November 1979 veranstaltete der VEB RFT Industrievertrieb Rundfunk und Fernsehen Karl-Marx-Stadt seine 2. RFT-Fachtagung. Als ein Tagungspunkt war mit Bedacht die Antennentechnik gewählt worden, denn etwa 30 % der Werkstätten dieses Bezirkes sind Antennenbaubetriebe. Und schließlich gilt noch immer – besonders bei Farbfernsehen und Stereorundfunk –, daß ein Gerät nur so gut wie seine Antenne ist. Ferner wurden den über 200 Teilnehmern aus Werkstätten aller Eigentumsformen sowohl in Vorträgen als auch in einer kleinen Ausstellung zukünftige Empfänger und Techniken vorgestellt.

Schwerpunkt der gut organisierten Tagung aber war das Thema Rationalisierung. Um rationeller, schneller und auch besser reparieren zu können, werden in den Servicewerkstätten vielfältige Hilfsmittel gebaut. Was 1979 in den Karl-Marx-Städter Werkstätten entstand, war anläßlich der Tagung zu besichtigen. Bei der folgenden Beschreibung dieser Exponate nennen wir für eine eventuelle Nachnutzung den jeweiligen Einreicher. Das Interesse der Tagungsteilnehmer an den Rationalisierungsvorschlägen war groß, und sicher werden etliche dieser Vorschläge auch nachgenutzt werden. Für viele Werkstätten ist aber aus Kapazitäts- oder anderen Gründen ein Nachbau nicht möglich. Sie hätten deshalb so manches Gerät, z. B. den Bildröhrenwechselrahmen, gern gekauft.

Auf der Tagung wurde der zum VEB RFT Industrievertrieb Rundfunk und Fernsehen Erfurt gehörende Rationalisierungsmittelbau Zella-Mehlis vorgestellt, der sowohl dieses Kleinrationalisierungsmittel als auch folgende Geräte fertigt: Lautsprecherumschalteinheit, Meßhilfsgerät MHG 1, SECAM-PAL-Meßgenerator SPG 3, Gleichlauffehlerprüfgerät GFP 1, IS-Auslötspitze, Entmagnetisierungsspule.

Die Fertigungskapazität dieses Betriebes ist zwar begrenzt, aber einige für die Werkstätten nützliche bzw. notwendige Geräte werden in größeren Stückzahlen zu haben sein. Zumindest ist dieser Betrieb mit seiner Fertigung ein erfeulicher Auftakt für eine effektivere Nutzung von Rationalisierungsmitteln im Bereich des Industrievertriebes und bleibt hoffentlich kein Einzelfall. Zu gegebener Zeit, so versicherten Mitarbeiter des Betriebes, werden die Werkstätten über ihre zuständigen Industrievertriebsleitungen alle wissenswerten Einzelheiten über die genannten Geräte erfahren.

Im Fertigungsprogramm des Rationalisierungsmittelbaus Zella-Mehlis befinden sich, wie auch unter den von uns in früheren Heften bereits vorgestellten Rationalisierungsideen, einige Meßgeräte. Viele Werkstätten müssen ihre zum Teil veralteten Meßgeräteeinrichtungen modernisieren, einige neue Techniken verlangen sogar eigene Meßgeräte. Die für den Service angebotenen Meßgeräte sind aber teils zu teuer, teils sind die Lieferzeiten zu lang. Besonders an den kleinen Meßgeräten wie Digitalvoltmeter fehle es, sagten uns Servicetechniker in Karl-Marx-Stadt. Die Werkstätten helfen sich, so gut es geht, und bauen sich einige der benötigten Meßgeräte als Rationalisierungsmittel selbst.
Ein typisches Beispiel ist der Farbbalkengenerator. Der Service braucht dieses Gerät zum Überprüfen und Abgleichen von Farbfernsehempfängern; aber der dafür lediglich angebotene ungarische Komplexgenerator ist zu teuer für diesen Zweck. In Eigeninitiative entwickelten daher einige Werkstätten und Arbeitsgemeinschaften einfache Farbbalkengeneratoren, die für die Belange des Service aber völlig ausreichten. In unseren Veröffentlichungen über Rationalisierungsmittel stellten wir bereits einige Generatoren vor. Auch der erste Preis bei unserem rfe-Preisausschreiben 1976 wurde für einen SECAM-Farbbalkengenerator vergeben [1]. Unter anderem erwähnten wir auch bereits den in Gemeinschaftsarbeit zwischen dem VEB Fernsehgerätewerke Staßfurt, dem VEB Industrievertrieb und dem Rehabilitationszentrum Rathmannsdorf entwickelten SECAM-Farbbalkengenerator [2], der jetzt auch als PAL-SECAM-Farbbalkengenerator vom Rationalisierungsmittelbau Zella-Mehlis gefertigt wird.
Die Ausnutzung der Rationalisierungsideen für das Problem Meßgeräte, das Problem der Ausstattung mit Meßgeräten unter Zuhilfenahme der vorhandenen Rationalisierungskapazität anzugehen, kann jedoch keinesfalls generell eine Lösung sein. Und so ist Rationalisierung im Service wohl auch nicht zu verstehen. Rationalisierungsvorschläge sollen Zeit und Material sparen und die Qualität mit Mitteln verbessern helfen, die in der Grundausstattung der Werkstatt nicht enthalten sind, aber ohne große Schwierigkeiten von den Servicetechnikern selbst hergestellt werden können. Es kann aber nicht die Aufgabe des Service sein, die vom Gesetzgeber für eine ordnungsgemäße Reparatur vorgeschriebenen Meßgeräte selber zu entwickeln und zu bauen. Bei den sich dabei zwangsläufig ergebenden Doppelarbeiten und Parallelentwicklungen wäre sonst die Frage nach Rationalität zu stellen.

Adelheid Blodszun

Literatur

[1] Lindauer, H.; Worgul, W.: SECAM-Farbbalkengenerator. radio fernsehen elektronik 26 (1977) H. 12, S. 407–410; H. 13, S. 423 bis 426
[2] Blodszun, A.; Schäffer, P.: Und wieder Rathmannsdorf! radio fernsehen elektronik 28 (1979) H. 10, S. 641–643

Prüf- und Rationalisierungsmittel für den Service

Der VEB RFT Industrievertrieb Rundfunk und Fernsehen Karl-Marx-Stadt zeigte anläßlich seiner 2. RFT-Fachtagung Prüf- und Rationalisierungsmittel, die von Werkstätten des Bezirkes entwickelt wurden. Da einige von ihnen sicher auch für andere Werkstätten interessant sind, stellen wir sie im folgenden kurz vor. Interessenten können sich wegen näherer Angaben und Auskünfte an den angegebenen Einreicher wenden.

PAL-Farbgenerator (Bild 1)

Der Generator erzeugt

- Konvergenzgitter
- Grautreppe
- Farbbalken.

Sämtliche Frequenzen werden aus einem quarzstabilisierten Muttergenerator abgeleitet.

Einreicher

VEB Radio und Fernsehen
9010 Karl-Marx-Stadt, PSF 808

Konvergenz-Gittergenerator (Bild 2)

Das Gerät erzeugt

- Weißbild
- Grautreppe
- Konvergenzgitter.

Bild 1: PAL-Farbgenerator

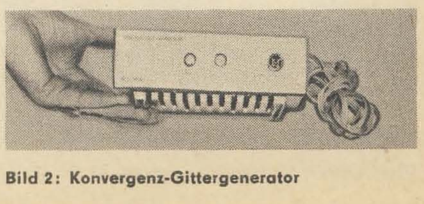


Bild 2: Konvergenz-Gittergenerator

Einreicher

VEB Radio und Fernsehen
9010 Karl-Marx-Stadt, PSF 808

Konvergenzgenerator

Das Gerät erzeugt ein Konvergenzgitter und ein Weißbild. Besonders sind die Netzunabhängigkeit und die Quarz-Stabilisierung hervorzuheben.

Einreicher

VEB RFT Industrievertrieb Rundfunk und Fernsehen, Werkstatt Aue
94 Aue, Färberstraße 3

Adapter (Bild 3)

Ein vom Finalproduzenten gelieferter Adapter wurde so umgebaut, daß der zu reparierende Modul besser zu handhaben ist.

Einreicher

Handwerksbetrieb Walter Wagner
94 Aue, Ernst-Thälmann-Str. 5

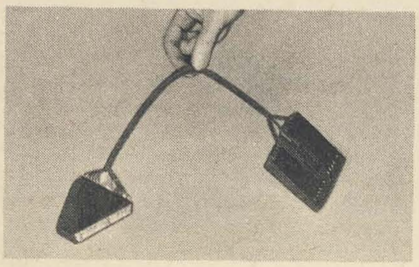


Bild 3: Adapter

Prüfgenerator für die Rundfunkgerätereparatur

Das Gerät erzeugt

- AM und FM in den entsprechenden Bereichen
- stabilisiertes ZF-Signal
- NF-Signal.

Einreicher

Kollektiv VEB RFT Industrievertrieb Rundfunk und Fernsehen, Werkstatt Aue
94 Aue, Färberstraße 3

Tonhöhenschwankungsmeßgerät TR 79 (Bild 4)

Dieses Meßgerät dient zur Messung von Bandgeschwindigkeit bzw. Plattendrehzahl und Tonhöhenschwankungen nach TGL 200-7756.

Einreicher

VEB Radio und Fernsehen
9010 Karl-Marx-Stadt, PSF 808

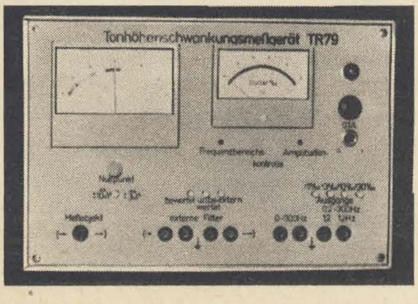


Bild 4: Tonhöhenschwankungsgerät TR 79

Millivoltmeter

Das Gerät mißt NF-Spannungen im Bereich von 10 Hz...100 kHz. Durch den Einsatz von Operationsverstärkern werden sehr gute technische Parameter erreicht.

Einreicher

Handwerksbetrieb Karl-Heinz Flemig
9509 Hartenstein,
Rudolf-Breitscheid-Str. 18

Gleichspannungsnetzteil (Bild 5)

Der Netzteil hat folgende technischen Daten:

$I_{max} = 4$ A
U regelbar von 0...15 V
elektronische Sicherung.

Das Gerät wird vorwiegend zur Reparatur von Autosupern und Autobusanlagen eingesetzt.

Einreicher

VEB RFT Industrievertrieb Rundfunk und Fernsehen, Werkstatt
929 Rochlitz, Hauptstraße 15

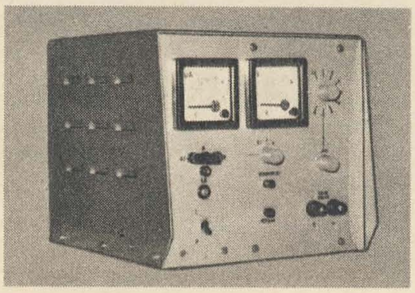


Bild 5: Gleichspannungsnetzteil

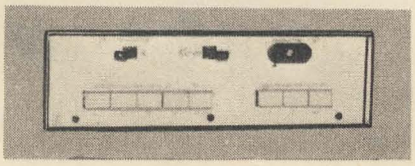


Bild 6: Lautsprecheranpaßeinheit

Lautsprecheranpaßeinheit (Bild 6)

An das Gerät können Rundfunkgeräte bzw. NF-Verstärker bis 25 VA Ausgangsleistung angeschlossen werden. Die entsprechende Impedanz ist einstellbar. Durch Umschaltung auf Differenzbetrieb lassen sich Unterschiede der Kanäle in Amplituden und Frequenzgang feststellen.

Einreicher

Handwerksbetrieb Reichel und Trampler
95 Zwickau, Max-Pechstein-Str. 8

Transistorprüfgerät

Mit diesem Gerät lassen sich Germanium- und Siliziumtransistoren statisch und dynamisch (1-kHz-Generator) prüfen. Das Gerät zeichnet sich durch einfache Bedienung und Schutz der Transistoren bei Fehlanschluß aus.

Einreicher

PGH Mechanik, 9127 Wittgensdorf
Außenstelle: 9102 Limbach-Oberfrohna, Anna-Esche-Str. 14

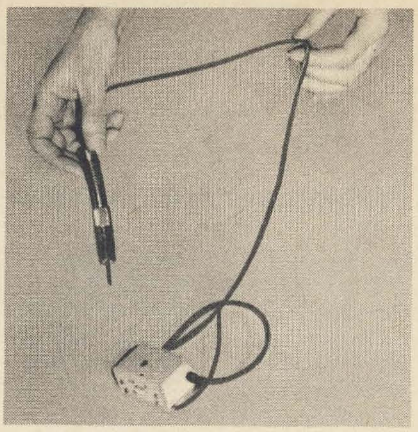


Bild 7: Tastkopf 1 : 1 000

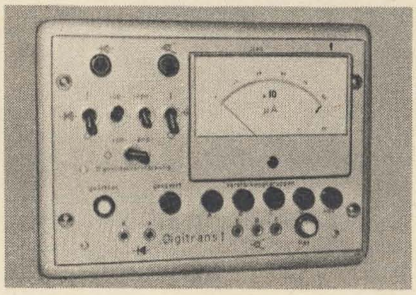


Bild 8: Digitales Transistorprüfgerät

Tastkopf 1 : 1 000 (Bild 7)

Der ausgestellte Tastkopf ist umschaltbar und wurde für ein Millivoltmeter entwickelt.

Einreicher

Handwerksbetrieb Karl-Heinz Flemig
9509 Hartenstein
Rudolf-Breitscheid-Str. 18

Digitales Transistorprüfgerät (Bild 8)

Mit diesem Gerät ist es möglich, Transistoren und Dioden zu prüfen. Die Prüfung der Transistoren erfolgt statisch und dynamisch. Die Anzeige der dynamischen Stromverstärkung erfolgt digital, entsprechend der Stromverstärkungsgruppe.

Einreicher

Bernd Girrbach
8019 Dresden, Nicolaistr. 15

Adapter zu Transistorprüfgeräten

Dieser Adapter ist geeignet zum Komplettieren der Transistormeßgeräte Digitrans I, Transivar I und Transivar II. Die Anschlüsse wurden so gewählt, daß alle handelsüblichen Transistoren entsprechend ihrer Anschlußbelegung angeschlossen werden können.

Einreicher

Bernd Girrbach
8019 Dresden, Nicolaistr. 15

Gerät zum Absaugen von Lötzinn (Bild 9)

Mit diesem Gerät läßt sich Lötzinn mühelos absaugen.

Einreicher

Handwerksbetrieb Reichel und Trampler
95 Zwickau, Max-Pechstein-Str. 8

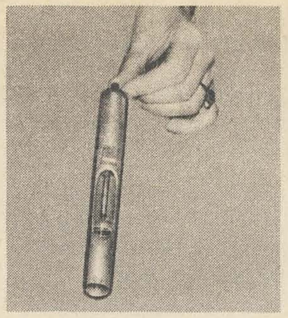


Bild 9: Gerät zum Absaugen von Lötzinn

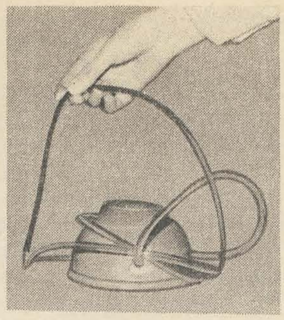


Bild 10: Absaugvorrichtung für Lötzinn

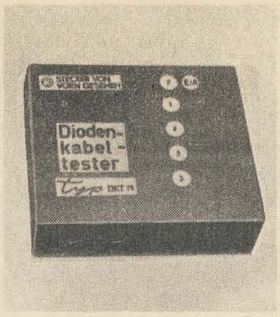


Bild 11: Diodenkabeltester

Absaugvorrichtung für Lötzinn (Bild 10)

Diese Absaugvorrichtung ist fußbetrieben. Das Lötzinn wird aufgefangen und ist wieder verwendungsfähig.

Einreicher

Handwerksbetrieb Karl Wagner
9387 Niederwiesa, Kirchstraße 15

Bandlaufprüfkassette

Eine handelsübliche Kassette wurde aufgebrochen, damit kann der Bandlauf an den Köpfen bzw. an den Führungsbolzen beobachtet werden.

Einreicher

Handwerksbetrieb Werner Uhlig
9503 Zwickau, Pestalozzistr. 10

Kassette zum Prüfen der Eintauchtiefe des Kombikopfes

Eine handelsübliche Kassette wird so aufgebrochen, daß die Eintauchtiefe des Kombikopfes meßbar ist.

Einreicher

Handwerksbetrieb Werner Uhlig
9503 Zwickau, Pestalozzistr. 10

Diodenkabeltester (Bild 11)

Das Gerät ist geeignet zum Überprüfen von Mono/Stereo-Überspiel- und Diodenkabel und besonders für Annahmestellen geeignet.

Einreicher

PGH Mechanik, 9127 Wittgensdorf
Außenstelle: 9102 Limbach-Oberfrohna
Anna-Esche-Str. 14

Schraubendreher mit Klemmeinrichtung

Mit diesem Schraubendreher ist es möglich, Schrauben von M 2,6 bis M 6 festzuklemmen und sicher an die betreffende Schraubverbindung zu führen.

Einreicher

Handwerksbetrieb Herbert Vogel
9006 Karl-Marx-Stadt
Franz-Mehring-Str. 7

Vorführtisch

Dieser Tisch ist einsetzbar für

- Rundfunkgeräte
- Tonbandgeräte
- Fonogeräte
- Verstärker (NF)
- Tuner.

Einreicher

Kollektiv VEB RFT Industrievertrieb Rundfunk und Fernsehen
Werkstatt Hainichen
926 Hainichen, An der Mühle 8

Haltevorrichtung für Reparaturen von Moduln und anderen Baugruppen und Bauteilen

Einreicher

Handwerksbetrieb Gerhard Hälsig
9262 Frankenberg, Karl-Marx-Straße 7

Haltegestell

Dieses Haltegestell wurde für die Reparatur von Fonolaufwerken konstruiert.

Einreicher

Handwerksbetrieb Gerhard Hälsig
9262 Frankenberg, Karl-Marx-Straße 7

Vorrichtung zum Herstellen kreisförmiger Löcher (Bild 12)

Mit dieser Vorrichtung lassen sich ohne weitere Hilfsmittel kreisförmige Löcher stanzen.

Einreicher

Handwerksbetrieb Dieter Sachenweger
94 Aue, Ernst-Thälmann-Str. 80

Gerät zur thermischen Auftrennung des Fokussieranschlusses von Farbbildröhren (Bild 13)

Mit Hilfe dieses Gerätes können Bildröhren mit Schluß unter dem Sockel (Fokussierelektrode) wieder volle Gebrauchswerteigenschaften erhalten.

Bild 12: Vorrichtung zum Herstellen kreisförmiger Löcher

Bild 13: Gerät zur thermischen Auftrennung des Fokussieranschlusses von Farbbildröhren

Einreicher

Handwerksbetrieb Karl Wagner
9387 Niederwiesa, Kirchstraße 15

Schlüssel mit Kreuzgelenk

Durch das Anbringen eines Innenvierkantes in einem handelsüblichen Steckschlüssel ist eine Kombination mit einem Kreuzgelenk und Verlängerung möglich.

Einreicher

Handwerksbetrieb Egon Großmann
993 Adorf, August-Bebel-Straße 10

Zusammenklappbarer Lötkolbenständer mit Unterlage

Dieser Lötkolbenständer ist zusammenklappbar und für den Einsatz im Außendienst geeignet.

Einreicher

VEB(K) Rundfunk und Fernsehen
99 Plauen, Pausaer Straße 22

Haltegestell für Tonbandgerät B 90 (Bild 14)

Mit diesem Gestell ist es möglich, das Gerät B 90 in senkrechter Lage zu reparieren. Damit ergibt sich eine wesentliche Arbeitserleichterung.

Einreicher

Handwerksbetrieb Horst Görner
9102 Limbach-Oberfrohna
Körnerstraße 16

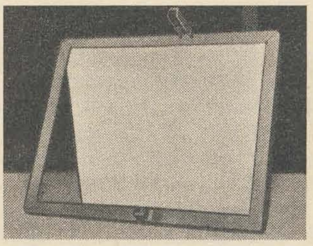


Bild 14: Haltegestell für Tonbandgerät B 90

Zange zum Abschneiden von Drahtenden

Beim Abschneiden von Drahtenden an Leiterplatten werden die Anschlußdrähte des Bauelementes umgebogen, und das Bauelement läßt sich mühelos einlöten.

Einreicher

Handwerksbetrieb Klaus Männel
9413 Schönheide, Wiesenstraße 8

Zange zum Abschneiden von Drahtenden

Mit dieser Zange können in engen Schaltungen Drahtenden abgeschnitten werden. Die Drahtenden bleiben dabei in der Zange.

Einreicher

Handwerksbetrieb Heinz Mai
9030 Karl-Marx-Stadt, Kirchgasse 8

Aus den Servicemitteilungen des VEB RFT Industrievertrieb Rundfunk und Fernsehen

Mitteilung aus dem VEB Fernsehgerätewerke Staßfurt

Hochspannungstransformator HT 102 mit Funkenstrecke beim Chromat/Chromalux

Als Schutzmaßnahme gegen Folgeschäden bei Hochspannungsüberschlägen in der Bildröhre ist seit Juni 1979 bei allen Farbchassis eine veränderte Masseführung wirksam.

Wesentlicher Inhalt der Änderung ist, daß der Massekontakt der Funkenstrecke FS 5231 in der Kurzzeitregelung der Hochspannung zukünftig über das Bodenblech des Hochspannungstransformators nur mit dem Chassisrahmen verbunden ist und nicht mehr – wie bisher – mit der Masse der Chassisleiterplatte.

Es ist daher eine Verlegung von R_{5240} (10 kΩ) und FS 5231 von der Chassisleiterplatte auf das Bodenblech des Hochspannungstransformators erforderlich. Die Funkenstrecke wird durch eine gegenüber dem Bodenblech isoliert sitzende Lötöse gewährleistet. Der Widerstand R_{5240} befindet sich ebenfalls am Hochspannungstransformator zwischen Lötöse und Kontakt 9 des Transformators.

Der Verlauf der Hochspannungsregelstrecke ist nun folgender: Abschirmgeflecht der Kaskade (verkürzt gegenüber der alten Ausführung) – Lötöse – R_{5240} – Kontakt 9-Chassis-Leiterplatte – Basis T_{5231}. Bezüglich der Regelung besteht also keine elektrische Änderung.

Der neue Hochspannungstransformator erhält die Bezeichnung HT 102 F und ist ohne Änderungen im Reparaturfall für den bisherigen Hochspannungstransformator HT 102 einsetzbar. Da im Zusammenhang mit der Einführung des HT 102 F eine neue Chassisleiterplatte eingesetzt wird (R_{5240} und FS 5231 entfallen auf der Chassisleiterplatte, R_{5240} wird durch Drahtbrücke ersetzt), sind Hochspannungstransformatoren bisheriger Ausführung (HT 102) nicht mit dieser neuen Chassisleiterplatte einzusetzen. In diesen Fällen muß die Funkenstrecke einschließlich R_{5240} nachgerüstet werden.

Der HT 102 F hat die gleiche EDV-Bestellnr. wie der HT 102 und wird künftig als Ersatzteil geführt, da er den HT 102 ersetzt. Die Hochspannungskaskade HSK 102 wird in der bisherigen Ausführung (langes Abschirmgeflecht) weiter als Ersatzteil bereitgestellt.

Mitteilung aus dem VEB Robotron Meßelektronik „Otto Schön" Dresden

Serviceinformationen zu den Heim-Stereoverstärkern

1. Schlußgefahr beim Wechseln der Endstufentransistoren im HSV 920/925, HSV 921/926 und Granat 516 vorbeugen!

Vor dem Anlöten des neuen Transistors mit Durchgangsprüfer Isolierung zwischen Transistorgehäuse und Kühlschiene prüfen.
Basis- und Emitteranschluß unbedingt mit kurzen Isolierschlauchstücken versehen.
Verbiegen der Transistoranschlüsse ist nicht zulässig (Bruchgefahr der Einschmelzung).
Nach erfolgtem Transistorwechsel neue Schutzkappe (508 535.2) aufsetzen und Haltestifte thermisch verformen. EDV-Nr. 6 720 903.

2. Lautsprecherrelais Rs_{501} zieht schlecht an (HSV 921/926 und Granat 516)!

In Fällen, bei denen trotz zulässiger Netzunterspannung von —10 % das Relais Rs_{501} schlecht anzieht, ist der Widerstand R_{505} in 560 Ω/0,5 W zu ändern. Dabei kontrollieren, ob für den Elektrolytkondensator C_{505} der Wert 100 µF/63 V eingesetzt ist. Kleinere Elektrolytkondensatoren sind gegen 100 µF/63 V auszuwechseln.

Mitteilung aus dem VEB Stern-Radio Sonneberg

Kompaktanlage SC 1100 – Ausbau des Laufwerkes

Hier einige Hinweise für den zweckmäßigen Ausbau des Kassettenlaufwerkes Typ SM II aus der Kompaktanlage SC 1100. Das Wechseln macht sich für den Konsigtausch notwendig.

1. Schiebeknopf für Pausenschalter abziehen.
2. Befestigungsschrauben (zwei Stück) der Kassettenabdeckung lockern und Kassettenabdeckung nach oben abheben.
3. Befestigungsschrauben des Kassettengrundbausteins (vier Stück) lösen. Gummiunterlagen beachten!
4. Grundbaustein nach oben aus dem Gehäuse nehmen und Steckverbinder für Stromversorgung und NF lösen.
   A c h t u n g ! Steckverbinder für Stromversorgung bei Montage so einstecken, daß Lötanschlüsse nach hinten zeigen!
5. Befestigungsschrauben (zwei Stück) der Automatikleiterplatte (6005.00-14.00) lösen und rote Plusleitung an der Regelteilplatine ablöten.
6. Befestigungsschrauben (zwei Stück) der Bodenplatte lockern, Bodenplatte nach vorn schieben und abheben.
7. Kopfleitungen von AW-Leiterplatte (6005.00-10.00) ablöten, Zugentlastung aufbiegen, Leitungen herausnehmen und zwei Stück Isolierschlauch abziehen.
8. Kabelbaum (abgebundener Kabelbaum des Laufwerkes) von der AW-Leiterplatte ablöten.
9. Befestigungsschrauben (vier Stück) der AW-Leiterplatte lösen und Leiterplatte abnehmen.
   A c h t u n g ! Bei der Montage muß die Metallunterlegscheibe wieder zur Befestigung bei der Massefläche auf der AW-Leiterplatte verwendet werden.
10. Befestigungsschrauben (zwei Stück) für das Laufwerk am Blechrahmen (rot gelackt) lösen und Blechrahmen abnehmen.
11. Befestigungsschraube (ein Stück) des Blechwinkels des Mikroschalters (AW-Umschalter) lösen und Kabelbaum am Schalter ablöten.
12. Funktionstasten vom Laufwerk abziehen.

Nach erfolgtem Wechseln des Laufwerkes sind Vormagnetisierung und Löschspannung zu kontrollieren und gegebenenfalls nachzugleichen.
Der Einbau des neuen Laufwerkes erfolgt in umgekehrter Reihenfolge.

Mitteilung aus dem VEB RFT Industrievertrieb Rundfunk und Fernsehen Leipzig/S

Thermosicherung im Netztransformator des MK 27

Wenn eine Unterbrechung im Primärwickel des Netztransformators des MK 27 diagnostiziert wird, kann u. a. lediglich die geöffnete Thermosicherung die Ursache sein. Aus diesem Grunde empfahl der VEB RFT Industrievertrieb Rundfunk und Fernsehen Leipzig/S die Primärentwicklung direkt an den Transformatoranschlüssen auf Durchgang zu prüfen und nicht bereits am Netzstecker.

Mitteilung aus dem VEB Phonotechnik Zittau

HF-Störungen bei Opal, Granat, Türkis?

Gegen die Einwirkung von HF-Störungen (insbesondere bei AM-KW-Störungen im Bereich 5,8...6,5 MHz) haben sich die folgenden Maßnahmen als wirkungsvoll erwiesen.

Änderungen am Entzerrervorverstärker:

a) von $C_{102/202}$ + auf Lötstützpunkt Leiterplatte einen Widerstand 1,2 kΩ (Reihenwiderstand zu $C_{101/201}$)
b) $C_{107/207}$ von 1,5 nF in 3,3 nF
c) Reihenwiderstand 2,7 kΩ an die Ausgänge in den Punkten d und i
d) ggf. $C_{101/201}$ auf 2,2 nF verkleinern.

Die angegebenen Maßnahmen beeinflussen die Geräteparameter nur unwesentlich.

Übernehmen:

Softwareentwicklung
K 1510 – EPROM-Programmierung

Zuschr. an
RF 8956 DEWAG,
4850 Weißenfels

A 273 D

Integrierter Schaltkreis zur gleichspannungsgesteuerten Lautstärke- und Balanceeinstellung für NF-Stereosysteme

Teil 2 und Schluß

Mitteilung aus dem VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder)

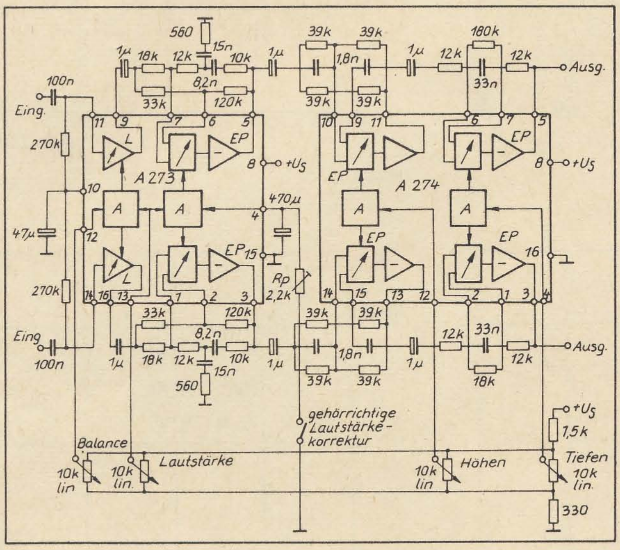


Bild 3: Anwendungsbeispiel

Mit Hilfe von Steuergleichspannungen (für Lautstärke und Balance) läßt sich die Verstärkung der beiden Verstärker sowohl gleichsinnig (Lautstärkeregelung) als auch gegensinnig (Balanceregelung) verändern. Gleichzeitig mit der Einstellung der Lautstärke erfolgt eine Einstellung zweier elektronischer Potentiometer. Zusammen mit nachgeschalteten Operationsverstärkern und entsprechenden Außenbeschaltungen erhält man eine physiologische Lautstärkebeeinflussung in beiden NF-Kanälen. Die physiologische Lautstärkebeeinflussung ist ein dem menschlichen Gehör angepaßter lautstärke-steuerspannungsabhängiger Frequenzverlauf des Verstärkungsfaktors. Mit Hilfe des Schalters S_1 ist der Physiologieteil wahlweise ab- bzw. zuschaltbar.

Bild 5: Meßschaltung. Für die Messung des Fremdspannungsabstandes a_N gilt:
C_1, C_2
C_4, C_5 = 100 nF
C_6, C_7 = 1 µF
C_8, C_9 = 470 nF

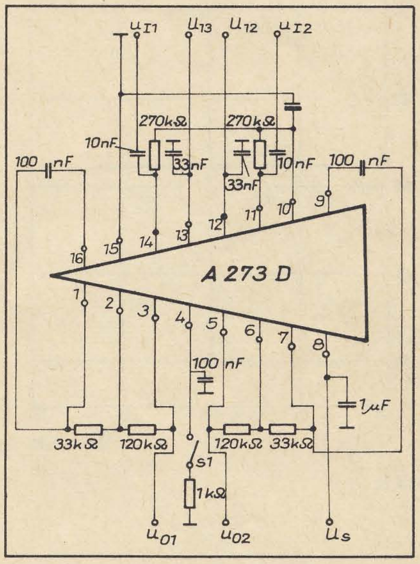
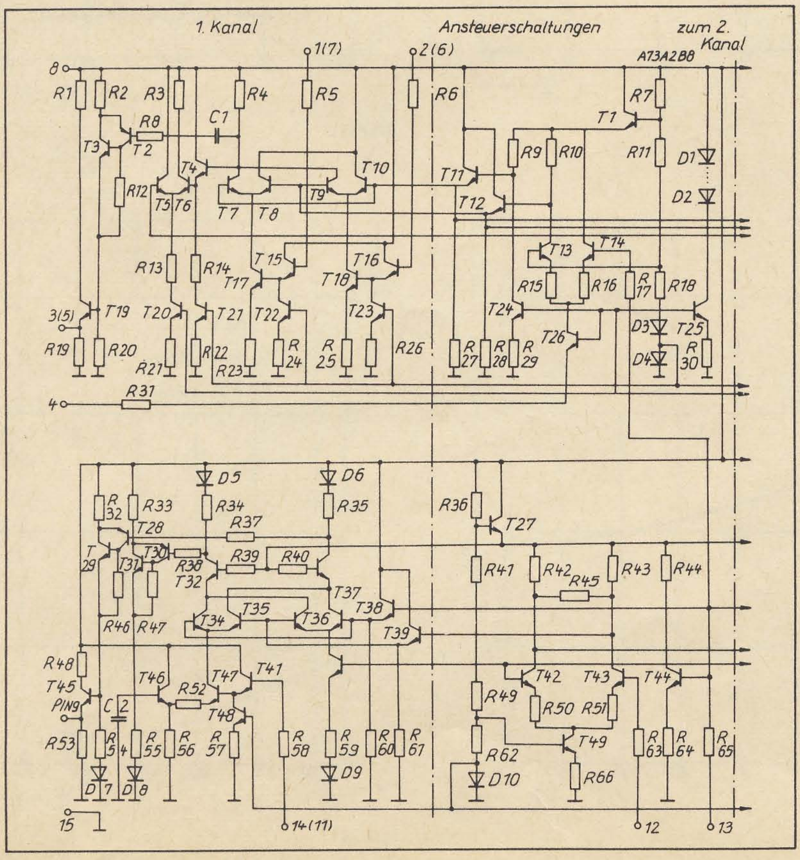


Bild 4: Innere Schaltung



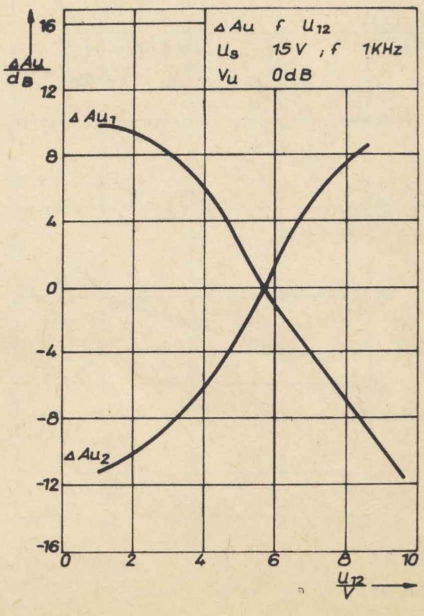


Bild 6

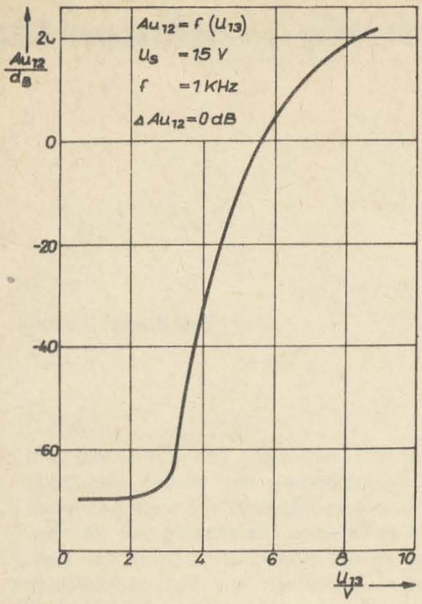


Bild 7

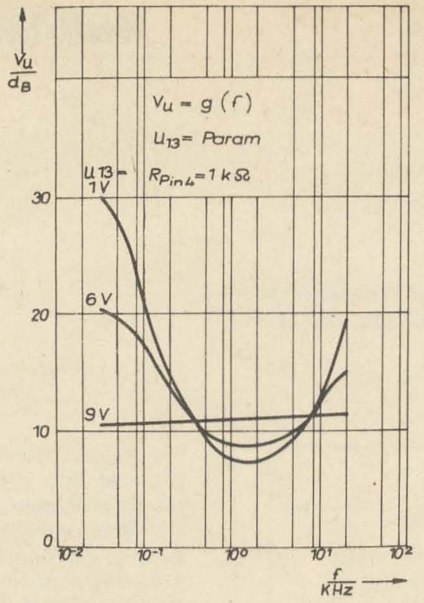


Bild 8

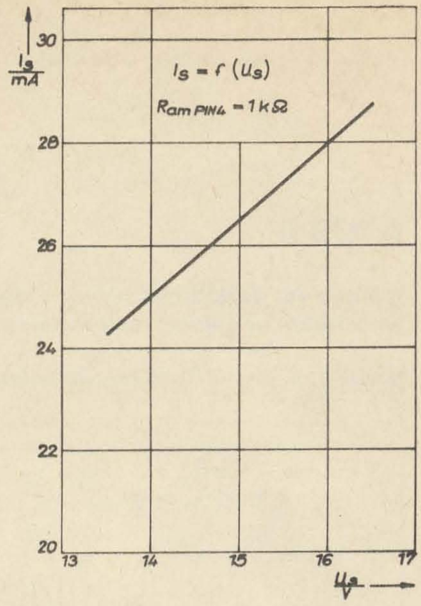


Bild 9

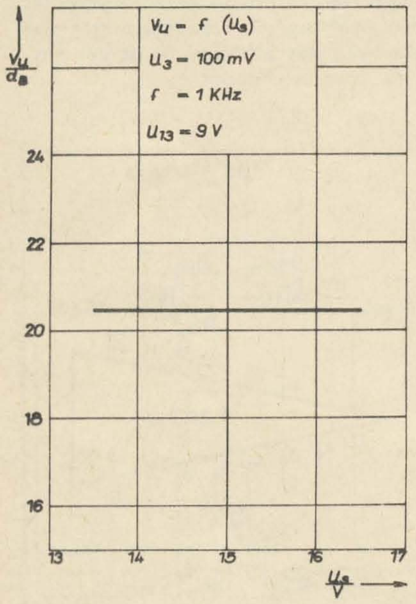


Bild 10

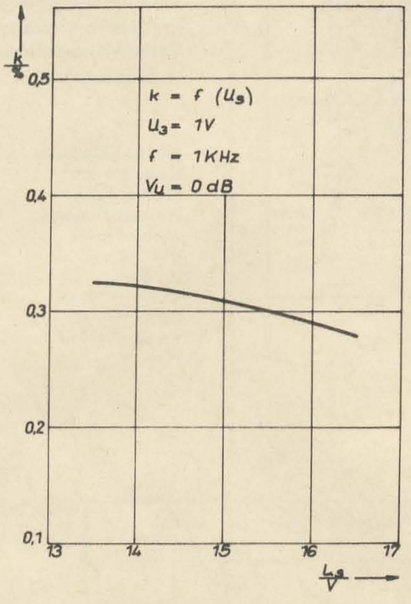


Bild 11

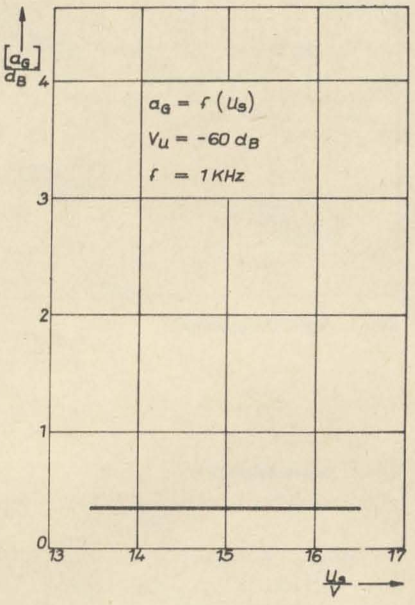


Bild 12

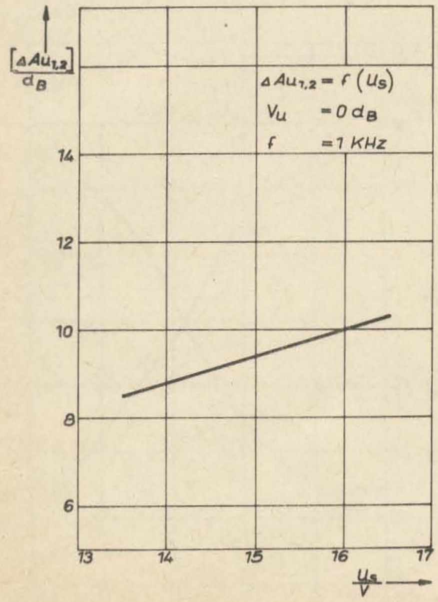


Bild 13

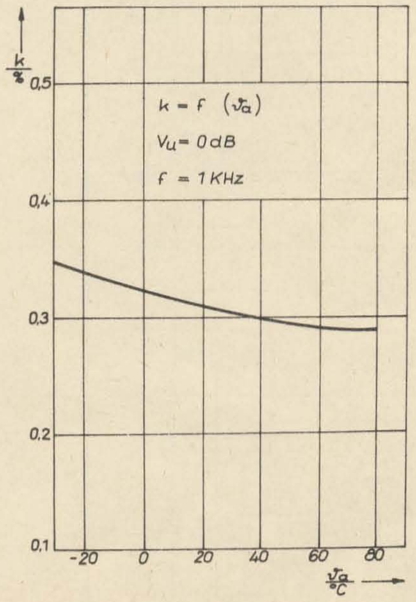


Bild 14

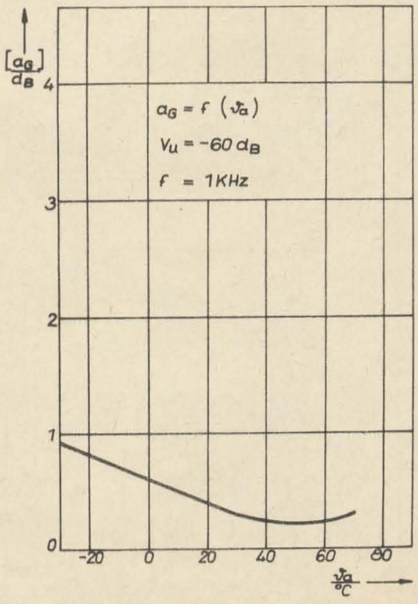


Bild 15

Optoelektronischer Koppler MB 104

JÜRGEN GRÄFE

Mitteilung aus dem VEB Werk für Fernsehelektronik

Der optoelektronische Koppler MB 104 besteht aus einer GaAs-Infrarotemitterdiode als Sender und einem npn-Si-Fototransistors als Empfänger. Er dient zur galvanischen Trennung von Stromkreisen mit hohen Potentialdifferenzen und ist vorwiegend für den Einsatz in der Meß-, Steuer- und Regelungstechnik vorgesehen.

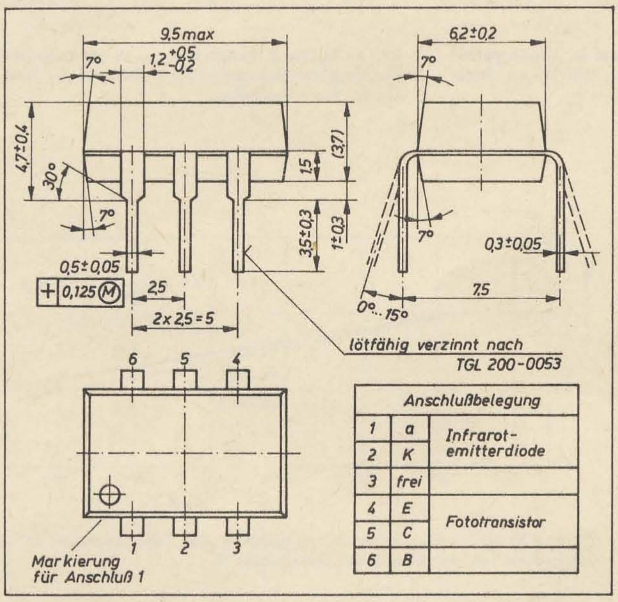


Bild 1: Abmessungen und Anschlußbelegung

Kennwerte bei $\vartheta_a = 25\,°C$

Bezeichnung	min.	typ.	max.
Eingangskreis			
Durchlaßgleichspannung U_F in V			
bei $I_F = 40$ mA		1,3	1,5
Sperrgleichstrom I_R in μA			
bei $U_R = 6$ V			10
Ausgangskreis			
Kollektorstrom I_{CEO} in nA			
bei $U_{CE} = 10$ V			50
Kollektorstrom I_{CEO} in μA			
bei $U_{CE} = 32$ V			10
Kollektor-Basisstrom I_{CBO} in μA			
bei $U_{CB} = 70$ V			100
Emitter-Kollektorstrom I_{ECO} in μA			
bei $U_{EC} = 6$ V			10
Koppler			
Kollektorstrom I_{CE} in mA			
bei $I_F = 10$ mA, $U_{CE} = 5$ V			
Gruppe A	4		
Gruppe B	10		28
Gruppe C	16		
Kollektorstrom I_{CE} in mA			
bei $I_F = 3{,}2$ mA, $U_{CE} = 0{,}4$ V			
Gruppe A	0,2		
Gruppe B	0,5		
Gruppe C	1,6		
Isolationswiderstand R_{io} in Ω			
bei $U_{io} = 0{,}5$ kV	10^{11}	10^{12}	
Schaltzeiten			
bei $i_F = 10$ mA, $U_B = 5$ V, $R_L = 75\,\Omega$			
Verzögerungszeit t_d in μs			5
Anstiegszeit t_r in μs			10
Speicherzeit t_s in μs			1,5
Abfallzeit t_f in μs			10

Grenzkennwerte bei $\vartheta_a = -55...+85\,°C$

Bezeichnung	min.	max.
Infrarotemitterdiode		
Durchlaßgleichstrom I_F in mA		40
Durchlaßspitzenstrom I_{FRM} in mA		80[1]
Spitzensperrspannung U_{RRM} in V		6
Transistor		
Kollektor-Emitter-Spitzenspannung U_{CEM} in V		32
Emitter-Kollektor-Spitzenspannung U_{ECM} in V		6
Koppler		
Prüfspannung U_P in kV[2]		2,8
Betriebstemperaturbereich ϑ_a in °C	−55	85
Lagerungstemperaturbereich ϑ_{stg} in °C	−55	125

[1]) gemessen bei einer Impulsdauer $t_p = 50\,\mu$s und einem Tastverhältnis $r = \frac{t_p}{T} = 1:2$

[2]) Bezugsatmosphäre und Korrekturwerte bei abweichenden Umgebungsbedingungen gemäß TGL 20 618/02

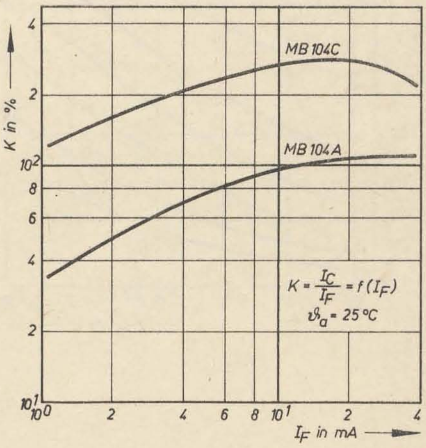


Bild 2: Mittlerer Ubertragungsfaktor in Abhängigkeit vom Eingangsstrom

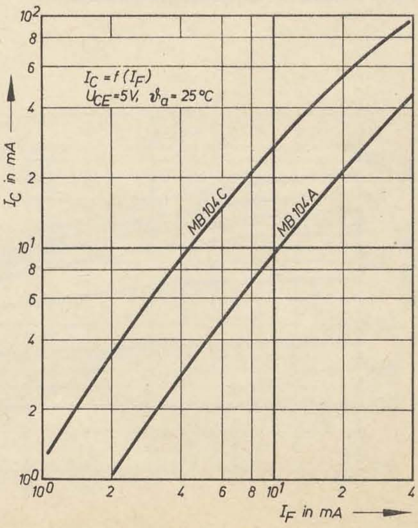


Bild 3: Mittlerer Kollektorstrom des Ausgangstransistors in Abhängigkeit vom Eingangsstrom

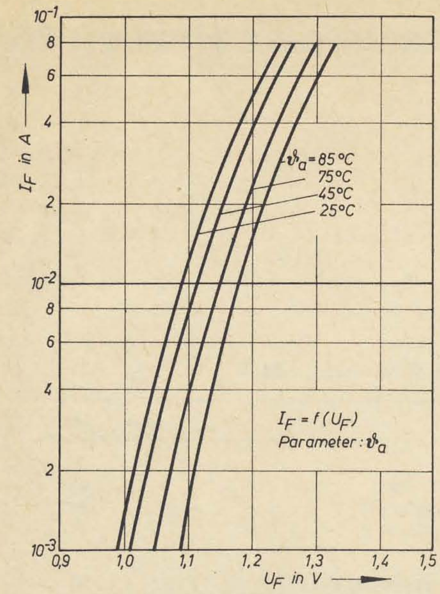


Bild 4: Mittlerer Durchlaßstrom der Eingangsdiode in Abhängigkeit von der Durchlaßspannung. Parameter: Umgebungstemperatur ϑ_a. Die Zuordnung der Parameter zu den Kurven muß in umgekehrter Reihenfolge erfolgen

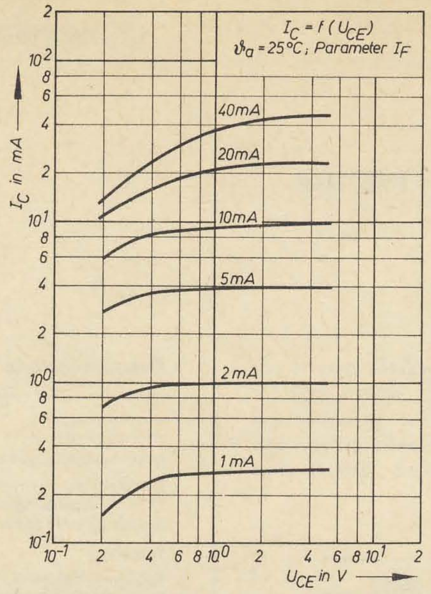


Bild 5: Mittlerer Kollektorstrom in Abhängigkeit der Kollektor-Emitterspannung (MB 104 A). Parameter: Eingangsstrom I_F

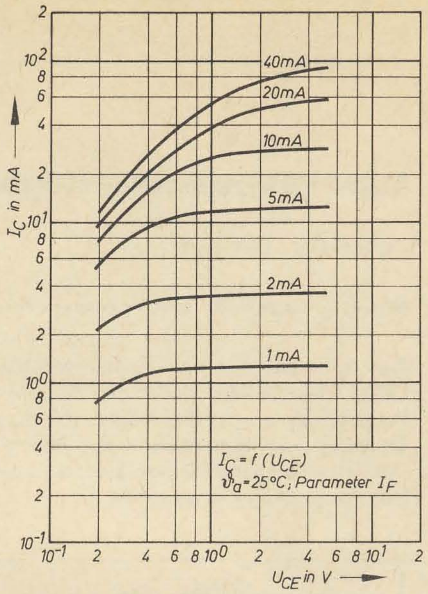


Bild 6: Mittlerer Kollektorstrom in Abhängigkeit der Kollektor-Emitterspannung (MB 104 C). Parameter: Eingangsstrom I_F

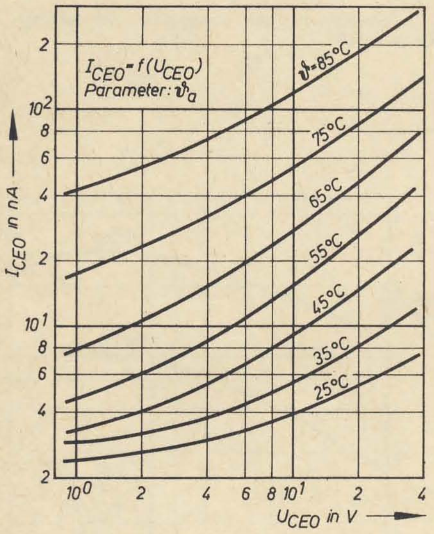


Bild 7: Mittlerer Kollektor-Emitterdunkelstrom in Abhängigkeit von der Kollektor-Emitterspannung. Parameter: Umgebungstemperatur ϑ_a

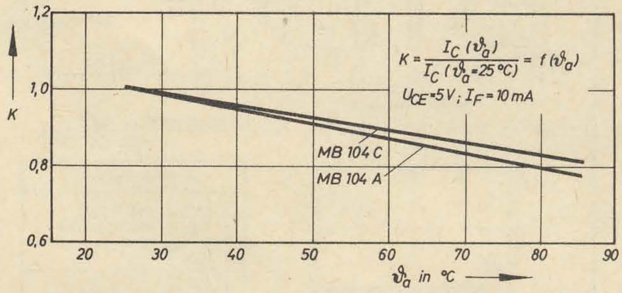


Bild 8: Mittlerer normierter Ausgangsstrom des Fototransistors in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur ϑ_a

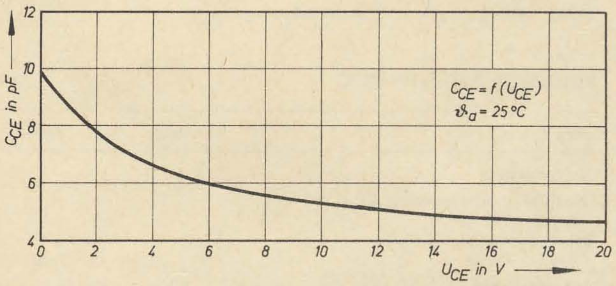


Bild 9: Mittlere Kollektor-Emitterkapazität des Fototransistors im Ausgangskreis des Kopplers MB 104 in Abhängigkeit von der Kollektor-Emitterspannung

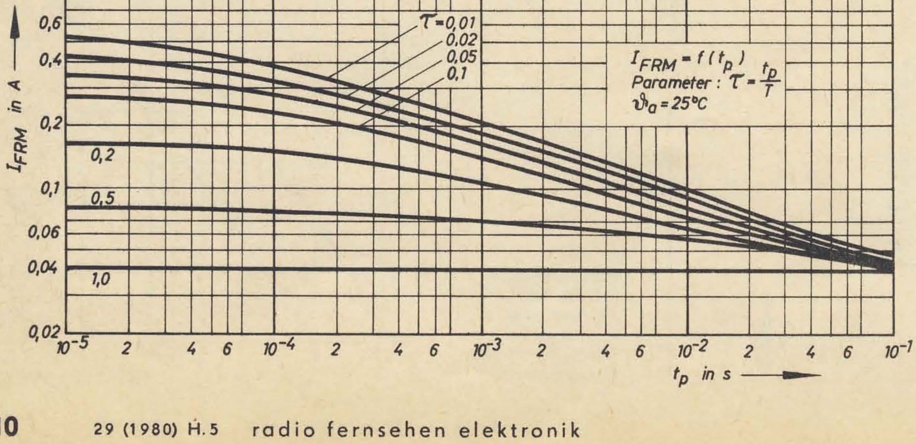


Bild 10: Impulsbelastungsdiagramm für den Spitzenstrom der Eingangsdiode für eine Umgebungstemperatur ϑ_a = 25 °C

Theorie, Kennwerte und Anwendung keramischer Kaltleiter

Dr.-Ing. GÜNTER GRAICHEN

Der keramische Kaltleiter hat sich sowohl als technisch als auch preislich interessantes Bauelement in der elektronischen Schaltungstechnik ein weites Anwendungsfeld erobert. Auf Grund ihrer einfachen Handhabbarkeit und hohen Zuverlässigkeit sind keramische Kaltleiter insbesondere für vielfältige Meß-, Kontroll- und Überwachungsaufgaben in automatisierten Anlagen der Verfahrenstechnik zu empfehlen. Im folgenden werden wesentliche theoretische Grundlagen, wichtige Kennwerte und typische Anwendungsmöglichkeiten behandelt.

Theoretische Grundlagen

Der elektrische Widerstand eines Leiters ist im allgemeinen temperaturabhängig. Mit der meist möglichen Annahme eines konstanten Temperaturkoeffizienten α gilt die bekannte Gleichung

$$R(\vartheta) = R(\vartheta_0)\,[1 + \alpha(\vartheta - \vartheta_0)] \qquad (1)$$

Die meisten Metalle sind mit einem Temperaturkoeffizienten $\alpha > 0$ Kaltleiter (z. B. die Glühlampe). Die meisten Halbleiter haben im Einsatztemperaturbereich einen Temperaturkoeffizienten $\alpha < 0$ und sind somit Heißleiter. Eine Sonderstellung nehmen keramische Kaltleiter ein, die in einem begrenzten Temperaturbereich von etwa 80 bis 100 °C einen besonders hohen positiven Temperaturkoeffizienten besitzen.

Keramische Kaltleiter bestehen aus einem polykristallinen ferroelektrischen Material. Die Kontaktierung erfolgt sperrschichtfrei durch Metalle mit niedriger Austrittsarbeit für Elektronen.

In der Elektrotechnik werden wegen ihrer hohen relativen Dielektrizitätskonstante (Permittivität) häufig keramische Materialien eingesetzt, z. B. in keramischen Kondensatoren. Besonders ausgeprägt ist diese hohe Dielektrizitätskonstante bei einigen Ferroelektrika, deren wichtigster Vertreter Bariumtitanat ($BaTiO_3$) ist. Ferroelektrika haben ein deutliches Maximum der Dielektrizitätskonstante bei einer bestimmten Temperatur, der sogenannten Curietemperatur ϑ_C. Der konkrete Verlauf $\varepsilon_r(\vartheta)$ wird durch die elektrische Feldstärke mitbestimmt. Bild 1 zeigt die Zusammenhänge in qualitativer Form. Die Curietemperatur von Bariumtitanat, dem Hauptausgangsmaterial für keramische Kaltleiter, liegt bei 120 °C. Sie läßt sich durch gezielt eingebrachte Beimengungen beträchtlich verschieben. Dies hat große praktische Bedeutung, da auf diese Weise das Temperaturintervall, in dem bei keramischen Kaltleitern der Kaltleitereffekt auftritt, über der Temperaturskala verschoben werden kann, was die Realisierung von keramischen Kaltleitern für verschiedene Nenntemperaturen (Kennlinienformung) ermöglicht. Bei keramischen Kondensatoren wird auf diese Weise gesichert, daß im üblichen Betriebstemperaturbereich der höchstmögliche ε_r-Wert ausgenutzt werden kann.

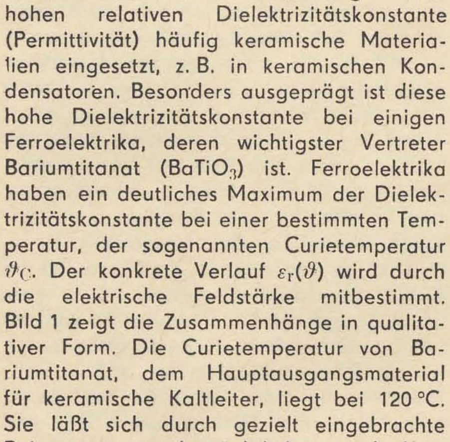


Bild 1: Typische Abhängigkeit der Dielektrizitätskonstante ferroelektrischer Stoffe von der Temperatur. Parameter: elektrische Feldstärke

Keramische Kaltleiter entstehen nach den bekannten technologischen Verfahren der Elektrokeramik. Nach dem Mahlen und Pressen erfolgt bei hoher Temperatur ein Sinterungsprozeß. Das entstandene polykristalline Gefüge besteht aus vielen kleinen Einzelkristallen, sogenannten Kristalliten, die hinsichtlich ihrer Achsen regellos angeordnet sind Entsprechend der Natur der Ferroelektrika handelt es sich um einen Isolierstoff. Werden jedoch in das Ausgangsmaterial Bariumtitanat durch Dotieren anstelle von Bariumatomen Atome mit höherer Ordnungszahl (z. B. Lanthan) eingebaut, so entstehen in gewissem Grade frei bewegliche Elektronen und damit eine elektrische Leitfähigkeit. Der ferroelektrische Isolierstoff Bariumtitanat ist zum Halbleiter geworden.

An den Korngrenzen zwischen den einzelnen Kristalliten setzen sich bevorzugt Verunreinigungen ab. Diese wirken wie Elektronenfallen, die einen Teil der beweglichen Elektronen binden. Dadurch entstehen Potentialschwellen, die von den übrigen Elektronen bei Stromfluß überwunden werden müssen, was einer Erhöhung des wirksamen elektrischen Widerstandes entspricht.

Aus dem Coulombschen Gesetz

$$F = \frac{Q_1 Q_2}{\varepsilon_0 \varepsilon_r r^2} \qquad (2)$$

erkennt man, daß die elektrostatische Kraft mit wachsendem ε_r sinkt. Unterhalb der Curietemperatur orientiert sich deshalb die spontane Polarisation so, daß die Potentialschwellen an den Korngrenzen weitgehend abgeschirmt werden, was den Übergang der Elektronen von einem Kristalliten zum nächsten erleichtert. Dies hat einen geringen, im wesentlichen von den Kristalliten bestimmten Widerstand zur Folge. Die Abhängigkeit von der Temperatur zeigt erwartungsgemäß Heißleitercharakter.

Oberhalb der Curietemperatur wird von den Raumladungen an den Korngrenzen eine Polarisation aufrechterhalten, die der nach dem Curie-Weiß-Gesetz

$$\varepsilon \sim \frac{1}{\vartheta - \vartheta_C} \qquad (3)$$

mit zunehmender Temperatur abnehmenden Polarisierbarkeit des Gitters entspricht. Zur Beschreibung der für die Korngrenzen wirksamen Dielektrizitätskonstante ist daher der im Bild 1 für hohe Feldstärken dargestellte Verlauf heranzuziehen. Oberhalb der Curietemperatur verschwinden die ferroelektrischen Eigenschaften des Materials, die spontane Polarisation wird abgebaut, und die Dielektrizitätskonstante sinkt ab, wodurch die Potentialschwellen an den Korngrenzen voll wirksam werden, was einer drastischen Erhöhung des Widerstandes entspricht. Der Kaltleitereffekt basiert folglich auf der Wirkung der Korngrenzen des keramischen Materials. Der Einsatzpunkt des Kaltleitereffektes, die Curietemperatur (praktisch gleich der Nenntemperatur eines Kaltleiters) kann durch gezielte Beimengungen zum keramischen Material im Bereich $-30\,°C < \vartheta_N < +250\,°C$ festgelegt werden.

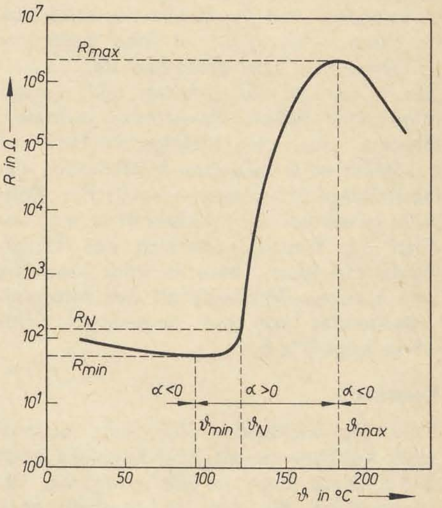


Bild 2: Typischer Verlauf des Widerstandes in Abhängigkeit von der Temperatur bei einem keramischen Kaltleiter. R_{min} = Minimalwiderstand, auch R_A: Anfangswiderstand; ϑ_{min} = Temperatur, bei der Minimalwiderstand auftritt, auch ϑ_A: Anfangstemperatur; R_{max} = Maximalwiderstand; ϑ_{max} = Temperatur, bei der Maximalwiderstand auftritt (Endtemperatur); R_N = Nennwiderstand (gleich dem doppelten Minimalwiderstand); ϑ_N = Nenntemperatur, bei der Nennwiderstand auftritt

Oberhalb der Curietemperatur wird der Widerstandsanstieg bei weiter steigender Temperatur durch zunehmende thermische Entleerung der Gitterfehlstellen an den Korngrenzen begrenzt. Diese wachsende Reduzierung der wirksamen Potentialschwellen führt schließlich nach Durchlaufen eines Widerstandsmaximums zu einem erneuten Abfall des Widerstandes mit Heißleitercharakteristik.

Mit den obigen Darlegungen ist der im Bild 2 gezeigte typische Verlauf des Widerstandes eines keramischen Kaltleiters in Abhängigkeit von der Temperatur hinreichend erläutert. Diese Kurve gilt jedoch nur unter der Voraussetzung niedriger Spannung am keramischen Kaltleiter. Bei höheren Spannungen, die im Kaltleiterbereich vorwiegend an den Korngrenzen abfallen, treten dort sehr hohe Feldstärken auf, die

zu einer Verminderung des Übergangswiderstandes infolge eines gewissen Abbaus der Potentialschwellen führen. Diese als Varistoreffekt bezeichnete Eigenschaft keramischer Kaltleiter tritt im Kaltleiterbereich und dort mit der Temperatur bzw. dem Widerstand wachsend auf. Unterhalb der Nenntemperatur sind die Potentialschwellen so niedrig, daß der Widerstand der Kristallite selbst den größten Teil der angelegten Spannung aufnimmt. Die geringe Restfeldstärke an den Grenzschichten läßt den Varistoreffekt kaum in Erscheinung treten. Wie die Erläuterungen zeigten, wächst der Varistoreffekt mit der Größe der Kristallite, da dann – bezogen auf eine bestimmte Längeneinheit bzw. Baugröße des Kaltleiters – weniger Korngrenzen und demzufolge noch höhere Feldstärken auftreten. Hieraus lassen sich wichtige Rückschlüsse bezüglich einer gezielten Modifikation der Herstellungstechnologie keramischer Kaltleiter gewinnen. Der Varistoreffekt muß vor allem im Temperaturbereich des Widerstandsmaximums berücksichtigt werden. Eine typische Abhängigkeit des Maximalwiderstandes von der angelegten Feldstärke zeigt Bild 3.

Kennwerte

Einer der wichtigsten Kennwerte keramischer Kaltleiter ist die R(ϑ)-Kennlinie nach Bild 2. Diese Kennlinie gilt jedoch nur bei Spannungen, die den Varistoreffekt noch nicht in Erscheinung treten lassen. Der Varistoreffekt bewirkt eine verminderte Steilheit im Kaltleiterbereich und ein absolutes Absinken des Maximalwiderstandes (s. Bild 4).

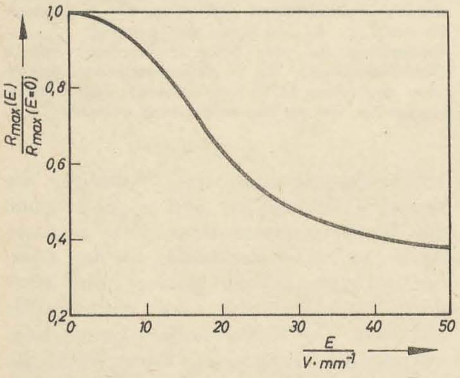


Bild 3: Typischer Verlauf des Widerstandes in Abhängigkeit von der Feldstärke bei der Temperatur ϑ_{max} (Varistoreffekt)

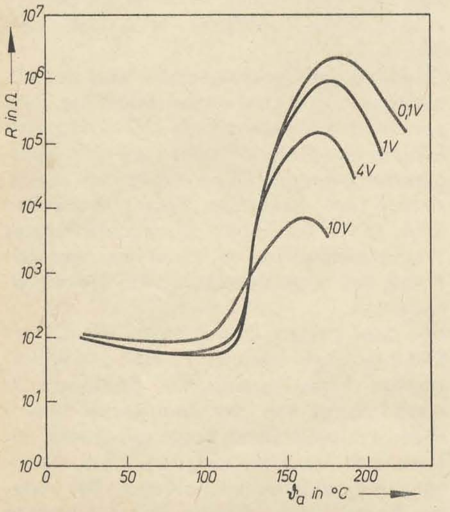


Bild 4: Typischer Verlauf des Widerstandes in Abhängigkeit von der Temperatur bei einem keramischen Kaltleiter. Parameter: Betriebsspannung

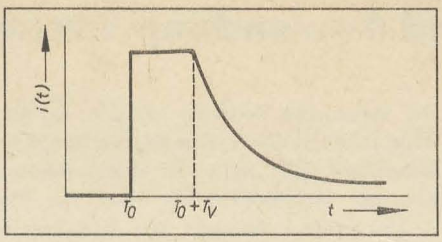


Bild 5: Typischer Verlauf der Strom-Zeit-Kennlinie eines keramischen Kaltleiters

Wird der Kaltleiter im praktischen Betrieb mit Strömen beaufschlagt, die eine Eigenerwärmung verursachen, vollzieht sich ein im Bild 5 qualitativ dargestellter Aufheizvorgang. Nach dem Zuschalten des Stromes zum Zeitpunkt T_0 fließt bis zum Verstreichen der Verzögerungszeit T_V ein annähernd konstanter Strom. (Die Heißleitercharakteristik unterhalb der Curietemperatur verursacht einen leichten Anstieg.) Die Verzögerungszeit T_V ergibt sich nach dem Energiesatz

$$\frac{U^2}{R_{min}} T_V = mc(\vartheta_{min} - \vartheta_a) + w_V \qquad (4)$$

m = Masse des Kaltleiters
c = spezifische Wärmekapazität des Kaltleiters
ϑ_{min} = Anfangstemperatur des Kaltleiters
ϑ_a = Umgebungstemperatur
w_V = während T_V an die Umgebung abgegebene Wärmemenge

Vernachlässigt man w_V und führt in Gl. (4) die Beziehungen

$$m = \delta A d \qquad (5)$$

$$R_{min} = \varrho_{min} \frac{d}{A} \qquad (6)$$

δ = Dichte des Kaltleitermaterials
ϱ_{min} = spezifischer Minimalwiderstand
A = Querschnittsfläche des Kaltleiterkörpers
d = Dicke des Kaltleiterkörpers

ein, so ergibt sich

$$T_V = c\delta\varrho_{min}(\vartheta_{min} - \vartheta_a)\left(\frac{d}{U}\right)^2 \qquad (7)$$

Die Verzögerungszeit ist also von der Dicke und der anliegenden Spannung quadratisch abhängig.
Mit dem Erreichen der Curietemperatur nach Ablauf der Verzögerungszeit T_V wird der Kaltleitereffekt wirksam, und der Strom fällt infolge Widerstandserhöhung stark ab. Der stationäre Endwert entspricht dem thermischen Gleichgewicht. Dieses stellt sich bei

$$P_{auf} = UI = P_{ab} = \frac{\vartheta_K - \vartheta_a}{R_{th}} \qquad (8)$$

ein, wobei ϑ_K die Gleichgewichtstemperatur und R_{th} der wirksame thermische Widerstand sind.
Ist die zugeführte elektrische Energie so gering, daß eine vollständige Abgabe (w_V) unterhalb der Anfangstemperatur an die Umgebung möglich ist, wird die Curietemperatur nicht erreicht, und es kommt zu keinem Stromabfall infolge Widerstandserhöhung. Die Verzögerungszeit ist unendlich, und der Kaltleiter wird ausschließlich im Heißleiterbereich betrieben.
Das dynamische Verhalten keramischer Kaltleiter ist dadurch gekennzeichnet, daß sich sowohl bei Änderung der elektrischen als auch der thermischen (Veränderung des umgebenden Mediums) Parameter jeweils ein thermischer Ausgleichsvorgang vollzieht, für den die thermischen Zeitkonstanten und die elektrischen Kennwerte [R(ϑ)-Kennlinie, Varistoreffekt] bestimmend sind. Elektrische Trägheiten treten nicht auf, da der keramische Kaltleiter rein ohmsches Verhalten zeigt.
Die stationäre Strom-Spannungs-Kennlinie eines keramischen Kaltleiters zeigt Bild 6. Sie ist wegen

$$\frac{U}{I} = R[\vartheta(I)] \qquad (9)$$

nicht als geschlossener mathematischer Ausdruck angebbar. Die Kennlinie ist stationär, da jeder Punkt einem definierten thermischen Gleichgewichtszustand entspricht. Sie ergibt sich folglich aus einer Betrachtung des thermischen Gleichgewichts nach Gl. (8) unter Einbeziehung der R(ϑ)-Kennlinie nach Bild 2.
Approximiert man die R(ϑ)-Kennlinie nach Bild 2 durch einen Geradenzug der Form

$$R(\vartheta) = R_{min} = \text{konst.} \quad | \; \vartheta < \vartheta_N \qquad (10)$$

$$R(\vartheta) = R_{max} = \text{konst.} \quad | \; \vartheta > \vartheta_N \qquad (11)$$

mit einer sprunghaften Widerstandsänderung bei der Nenntemperatur ϑ_N, so ergibt sich im Gültigkeitsbereich von Gl. (10) bei wachsender Spannung ein linearer Stromanstieg. Im Bereich des sprunghaften Widerstandsanstieges ändert sich die Temperatur des Kaltleiters theoretisch nicht, womit gemäß Gl. (8) auch die aufgenommene elektrische Leistung konstant bleiben muß. Dies äußert sich in einem hyperbolischen Abfall der Strom-Spannungs-Kennlinie. Wird mit dem Erreichen des Widerstandsmaximums Gl. (11) gültig, so kommt es erneut zu einem linearen Anstieg.
Diese idealisierte Strom-Spannungs-Kennlinie eines keramischen Kaltleiters ist im Bild 6 gestrichelt dargestellt. Die reale Strom-Spannungs-Kennlinie weicht von der idealisierten stets zu größeren Stromwerten hin ab. Das resultiert daraus, daß im Kaltleiterbereich eine Widerstandserhöhung stets Folge einer Temperaturerhöhung und diese wiederum Folge einer Stromerhöhung ist, d. h., der Widerstand erhöht sich nicht sprunghaft. Außerdem ergibt die Heißleitercharakteristik vor dem Maximum bereits eine Abweichung nach oben. Auch nach

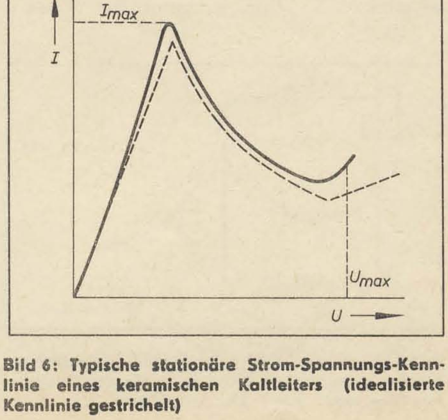


Bild 6: Typische stationäre Strom-Spannungs-Kennlinie eines keramischen Kaltleiters (idealisierte Kennlinie gestrichelt)

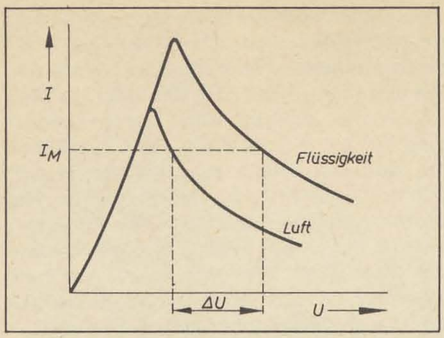


Bild 7: Typische Strom-Spannungs-Kennlinien eines keramischen Kaltleiters bei unterschiedlichem umgebendem Medium

dem Durchlaufen des Minimums des Stromes stellt sich in Form des Anstieges wiederum Heißleiterverhalten ein. Dieses wird durch den Varistoreffekt noch verstärkt. Daraus folgt, daß die Spannung U_{max} im praktischen Betrieb nicht überschritten werden darf, da sich oberhalb U_{max} kein thermisches Gleichgewicht mehr einstellen kann, was infolge thermischer Mitkopplung letztendlich zur Zerstörung des Kaltleiters führt.

Bereits aus Gl. (8) geht hervor, daß sich in Abhängigkeit vom Wärmewiderstand, der sich gemäß

$$R_{th} = R_{thi} + R_{tha} \qquad (12)$$

aus dem thermischen Innenwiderstand R_{thi} des Kaltleiters und einem vom umgebenden Medium bestimmten thermischen Außenwiderstand R_{tha} zusammensetzt, die im thermischen Gleichgewichtszustand in Form von Wärme abgebbare bzw. in Form von elektrischer Energie aufnehmbare Wärmeleistung ändert. Das bedeutet z. B. bei einem Medium mit höherem Wärmeleitvermögen, daß sich das thermische Gleichgewicht bei größeren Leistungen einstellt, was eine Verschiebung der stationären dem thermischen Gleichgewichtszustand zugeordneten Strom-Spannungs-Kennlinie bedeutet. Bild 7 zeigt die Verhältnisse in qualitativer Form. Mit der Änderung der stationären U-I-Kennlinie ändert sich auch die Größe U_{max}. Wegen der Abhängigkeit des Grenzwertes U_{max} von den konkreten Einsatzbedingungen des Kaltleiters wird U_{max} entweder gar nicht oder nur für bestimmte Einsatzbedingungen angegeben.

Die Kennzeichnung keramischer Kaltleiter – wegen ihres großen positiven Temperaturkoeffizienten im Kaltleiterbereich ($\alpha \approx +30\,\%\,K^{-1}$) auch PTC-Widerstände genannt – erfolgt in der DDR nach einem kombinierten Buchstaben-Zahlen-Schlüssel.

Beispiel: TP 30/50-10
- TP: keramischer Kaltleiter
- 30: 30 Ω (Kaltwiderstand, bezogen auf $\vartheta = 20\,°C$)
- 50: 50 °C (Nenntemperatur)
- 10: 10 mm (Scheibendurchmesser)

Keramische Kaltleiter werden für einen Nenntemperaturbereich $-30\,°C < \vartheta_N < +250\,°C$ hergestellt. Der Bereich des Kaltleitereffektes (Widerstandsänderung um drei bis vier Zehnerpotenzen) erstreckt sich im allgemeinen über ein Temperaturintervall von 80 bis 100 °C. Die Auslieferungstoleranz bezieht sich auf den Kaltwiderstand und beträgt üblicherweise $\pm 50\,\%$. Diese relativ große Toleranz ist wegen der Steilheit der $R(\vartheta)$-Kennlinie im Kaltleiterbereich vertretbar. In diesem Kaltleiterbereich selbst sind nur geringe Kennlinienstreuungen vorhanden, wodurch sich ohne spezielles Aussuchen Genauigkeiten von $\pm 5\,°C$ erreichen lassen. Der gleiche Umstand führt dazu, daß auch die U-I-Kennlinien verschiedener Kaltleiter eines Typs nach Überschreiten des Maximums nur wenig voneinander abweichen.

Anwendungen

Im praktischen Betrieb eines keramischen Kaltleiters ist stets die Spannung U_{max} einzuhalten. Bei Reihenschaltung von Kaltleitern darf die Gesamtspannung die geringste Spannung U_{max} eines Einzelelementes nicht überschreiten, da stets nur ein Kaltleiter die gesamte Spannung trägt, während die anderen kalt bleiben. Die Reihenschaltung wird aus diesem Grunde praktisch nicht angewandt. Diese Erscheinung ist auch Ursache dafür, daß keramische Kaltleiter meist in Scheibenform ausgeführt werden, weil bei Stabsausführungen eine konstante Temperatur über die gesamte Länge schwierig zu realisieren ist. Unproblematisch ist dagegen die Parallelschaltung mehrerer Kaltleiter (vgl. Scheibenform!).

Die Anwendungen keramischer Kaltleiter gliedern sich in drei Hauptgruppen:

1. keramische Kaltleiter als Temperaturfühler
2. keramische Kaltleiter bei veränderlichem thermischem Gleichgewicht
3. Ausnutzung des Aufheizvorganges keramischer Kaltleiter.

In der ersten Gruppe von Anwendungen ist grundsätzlich die Eigenerwärmung des keramischen Kaltleiters vernachlässigbar. Er nimmt als elektrisch praktisch unbelastetes Element stets die Umgebungstemperatur an. Dabei sind gegebenenfalls thermische Trägheiten zu berücksichtigen. Derartige Anwendungsfälle sind im Bild 8 dargestellt.

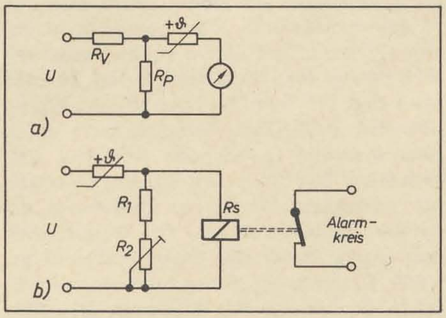


Bild 8: Anwendungsbeispiele zur Ausnutzung keramischer Kaltleiter als Temperaturfühler. a) Einfache Temperatur-Meßeinrichtung; b) einfache Temperatur-Überwachungseinrichtung

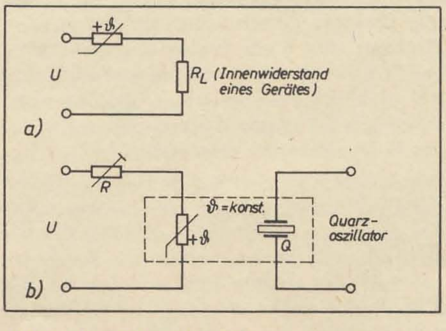


Bild 9: Anwendungsbeispiele zur Ausnutzung des thermischen Gleichgewichts keramischer Kaltleiter. a) Überlastungsschutz eines Gerätes; b) Kleinthermostat zur Stabilisierung der Betriebstemperatur eines Schwingquarzes

Die Schaltung nach Bild 8a zeigt eine einfache Temperaturmeßeinrichtung mit einem keramischen Kaltleiter als Temperaturfühler. Der Kaltleitertyp ist dabei so auszuwählen, daß im gewünschten Meßbereich Kaltleiterverhalten vorliegt. Damit der Kaltleiter strombestimmend wirken kann, muß sein Nennwiderstand größer als der Innenwiderstand des Anzeigeinstrumentes sein. In praktischen Fällen ist die Spannung an der Reihenschaltung von Kaltleiter und Instrument sehr niedrig, weshalb in der Schaltung nach Bild 8a ein Spannungsteiler vorgesehen ist. Dieser Teiler beeinflußt die Anzeigegenauigkeit nicht, da er in die Eichung einbezogen werden kann. Die Betriebsspannung ist dagegen erforderlichenfalls zu stabilisieren.

Eine weitere Schaltung, in der ein keramischer Kaltleiter als Temperaturfühler eingesetzt wird, zeigt Bild 8b. In dieser einfachen Temperaturüberwachungseinrichtung wird, im Gegensatz zu der Schaltung nach Bild 8a, wo die $R(\vartheta)$-Kennlinie im Kaltleiterbereich zur analogen Anzeige genutzt wurde, die gesamte Widerstandsänderung im Kaltleiterbereich zur Auslösung eines Schaltvorganges benutzt (Überwachung einer festen Grenztemperatur, üblicherweise ϑ_N). Befindet sich der keramische Kaltleiter auf einer Temperatur, die unterhalb der Minimaltemperatur liegt, sind das Relais angezogen und der Alarmkreis geschlossen. Bei der Dimensionierung ist darauf zu achten, daß der Strom über den Kaltleiter nicht zu einer unzulässigen Eigenerwärmung führt. In praktischen Fällen wählt man deshalb Kaltleitertypen mit möglichst hoher Nenntemperatur und sorgt für gute Wärmeabgabe an die Umgebung. Dieser gute thermische Kontakt mit der Umgebung begünstigt das Ansprechen der Anordnung im Alarmfall. Erhöht sich nämlich die Umgebungstemperatur und damit die Temperatur des Kaltleiters, wird dieser in den Kaltleiterbereich gesteuert, was zum Abfall des Relais und damit zur Auslösung von Alarm führt. Die Ansprechpunkte des Relais sind mit Hilfe des Widerstandes R_2 einstellbar.

In der zweiten Gruppe von Anwendungen wird der im praktischen Betrieb veränderbare thermische Gleichgewichtszustand genutzt. Dies kann einmal durch Veränderung der zugeführten elektrischen Leistung bei konstantem thermischem Außenwiderstand oder auch durch Veränderung des thermischen Außenwiderstandes (z. B. durch Veränderung des umgebenden Mediums) bei konstanter zugeführter elektrischer Leistung oder durch eine Kombination beider Maßnahmen erfolgen. Bild 9 zeigt solche Anwendungsfälle.

Die Schaltung nach Bild 9a ist in Abhängigkeit von der Dimensionierung in vielfältiger Art nutzbar. Wird nach dem Zuschalten der Versorgungsspannung der Strom so niedrig gehalten, daß der Kaltleiter mit Sicherheit unterhalb der Minimaltemperatur bleibt, kann diese Anordnung als Überstromschutz genutzt werden. Mit der Schaltung nach Bild 9a ist es aber auch möglich, in Form der Kühlverhältnisse am Kaltleiter beispielsweise die Funktion der Kühlung für ein ganzes Gerät zu überwachen. Andere

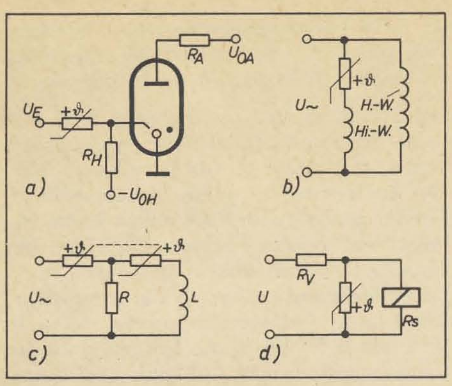


Bild 10: Anwendungsbeispiele zur Ausnutzung des Aufheizungsvorganges keramischer Kaltleiter. a) Zünden von Kaltkatoden-Relaisröhren; b) Motor-Startschaltung für Einphasenmotoren mit Hilfsphase; c) Schaltung zur Entmagnetisierung der Lochmasken von Farbbildröhren; d) Anzugsverzögerung eines elektromagnetischen Relais

Anwendungen dieses Verhaltens sind die Überwachung des Füllstandes von Behältnissen (Überfüllsicherung, vgl. dazu Bild 7), die Überwachung der Konvektion in Flüssigkeiten und Gasen (Strömungsfühler) usw. Wird im normalen Betrieb nach dem Zuschalten der Versorgungsspannung der Kaltleiter infolge Aufheizung über die Minimaltemperatur hinaus gesteuert, arbeitet er im Kaltleiterbereich als sehr großer Vorwiderstand für die Last. Auf diese Weise ist mit einfachsten Mitteln eine Stromstabilisierung zu realisieren. Zu beachten ist dabei, daß die Last den Stromfluß während des Aufheizvorganges (s. Bild 5) aufnehmen muß.

Eine weitere interessante Anwendungsmöglichkeit für keramische Kaltleiter zeigt die Anordnung nach Bild 9b. Der Kaltleiter wird hier als selbstregelndes Heizelement betrieben. Wird dem Heizelement Wärme entzogen, kühlt es sich ab, nimmt aber sofort mehr Leistung auf und kompensiert den Wärmeverlust. Dies erfolgt um so besser, je steiler die $R(\vartheta)$-Kennlinie ist. Diese Eigenschaften keramischer Kaltleiter können zur Realisierung elektronischer Kleinthermostaten (die Einstellung des Arbeitspunktes auf der $R(\vartheta)$-Kennlinie und damit der konstantzuhaltenden Temperatur erfolgt im Beispiel durch einen veränderlichen niederohmigen Widerstand), die beispielsweise die Stabilisierung der Betriebstemperatur eines Schwingquarzes auf sehr ökonomische Art ermöglichen, genutzt werden. Gegenüber konventionellen Heizwicklungen bietet der Kaltleiter wesentlich mehr Betriebssicherheit, da ein Überhitzen auf Grund der $R(\vartheta)$-Kennlinie nicht möglich ist. Aus diesen Gründen sind sicherlich schon in naher Zukunft einige weitere Anwendungen von Kaltleitern auch im Bereich der Konsumgüterelektronik zu erwarten.

In der dritten Gruppe von Anwendungen werden keramische Kaltleiter unter Ausnutzung der thermischen Trägheit als verzögernde Schaltelemente betrieben. Derartige Anwendungsfälle sind im Bild 10 dargestellt.

Die Schaltung nach Bild 10a zeigt eine Möglichkeit zur Formung des Zündsignals für eine Kaltkatoden-Relaisröhre. Setzt man eine gesperrte Röhre und eine Eingangsspannung $U_E = 0$ als Ruhezustand voraus, so fließt über den Kaltleiter nur ein geringer Strom, und die Minimaltemperatur wird nicht überschritten. Gelangt an den Eingang positive Spannung, steigt das Potential an der Hilfsanode, und es folgt eine Zündung. Gleichzeitig wird der Kaltleiter nach abgeschlossener Aufheizung in den Kaltleiterbereich gesteuert. Dieses Verhalten der Anordnung ist in vielfältiger Art nutzbar. Weiterhin sei vermerkt, daß in der Schaltung nach Bild 10a durch Vertauschen des ohmschen Widerstandes mit dem Kaltleiter ein Zündverzug für die Röhre erreicht werden kann. Eine solche Anordnung kann bei entsprechender Dimensionierung (z. B. Ausnutzung des Kaltleiters als Temperaturfühler) auch als Überwachungseinrichtung für die Temperatur genutzt werden.

Die Schaltung nach Bild 10b zeigt eine einfache Motorstartschaltung für einen Einphasenmotor mit Hilfsphase. Durch den keramischen Kaltleiter wird gesichert, daß nur in der Anlaufphase des Motors Spannung an der Hilfswicklung liegt. Die Dimensionierung hat so zu erfolgen, daß der Anlaufvorgang abgeschlossen ist, bevor der Kaltleiter infolge Aufheizung in den Kaltleiterbereich gesteuert wird. (Die elektrische Zeitkonstante ist dabei meist vernachlässigbar.) Der dann fließende Reststrom muß die hohe Temperatur des Kaltleiters aufrechterhalten, damit die Hilfswicklung während der gesamten Betriebszeit abgeschaltet bleibt. Dies hat zur Folge, daß zwischen dem Abschalten des Motors und einem erneuten Einschalten eine Erholzeit (Abkühlzeit) für den Kaltleiter verstreichen muß. Wird diese Zeit nicht eingehalten, kommt es zu Störungen des Motoranlaufs. Die einfache Anordnung nach Bild 10b ist deshalb vorzugsweise für einen Motorbetrieb mit hinreichenden Stillstandszeiten geeignet.

Ein weiteres Beispiel, bei dem der Aufheizvorgang keramischer Kaltleiter ausgenutzt wird, bietet die Bildröhren-Entmagnetisierung nach Bild 10c. Zur Sicherung einer guten Farbreinheit bei Fernsehgeräten sind die Lochmasken bei jedem Einschalten neu zu entmagnetisieren. Dies geschieht in bekannter Weise mit einem starken Wechselfeld, dessen Amplitude nach kurzer Zeit auf etwa den (10^{-4})ten Teil des Anfangswertes absinken muß. Diese Aufgabe kann durch zwei thermisch gekoppelte Kaltleiter entsprechend Bild 10c gelöst werden. Unmittelbar nach dem Einschalten bestimmen die beiden Kaltwiderstände im wesentlichen den Strom durch die Entmagnetisierungsspule. Dieser große Strom führt zu einer raschen Erwärmung der Kaltleiter. Die Auswahl der Kaltleiter bzw. die Dimensionierung der Schaltung haben so zu erfolgen, daß der Strom über den Widerstand den ersten Kaltleiter im Kaltleiterbereich hält. Die thermische Kopplung sichert dann den hochohmigen Zustand auch für den zweiten Kaltleiter. Auf diese Weise wird der Abfall des Stromes in der Entmagnetisierungsspule auf praktisch Null gesichert, was zur vollständigen Entmagnetisierung und zur exakten Bildwiedergabe erforderlich ist.

Dieses Schaltbeispiel hat gezeigt, wie durch gezielte Kombination der verschiedenen Anwendungsmöglichkeiten keramischer Kaltleiter bestimmte Eigenschaften von Schaltungen realisiert werden können. Auch bei der Bildröhrenentmagnetisierung ist darauf zu achten, daß ein erneutes Einschalten des Gerätes erst nach dem Abkühlen der Kaltleiter erfolgt, da sonst die Entmagnetisierungseinrichtung unwirksam werden kann.

Keramische Kaltleiter lassen sich vorteilhaft zur Verzögerung von Schaltvorgängen elektromagnetischer Anordnungen einsetzen. Die Schaltung nach Bild 10d zeigt als Beispiel dafür eine einfache Anzugsverzögerung für ein Relais. Nach dem Zuschalten der Spannung fließt zunächst der Hauptteil des Stromes über den Kaltleiter. Hat der sich infolgedessen bis in den Kaltleiterbereich aufgeheizt, wird er hochohmig, und der Strom fließt über das Relais, was nunmehr anzieht. Die Spannung am Relais hält den Parallelwiderstand im Kaltleiterbereich. Nach dem Abschalten muß sich der Kaltleiter abkühlen, damit beim erneuten Zuschalten wieder eine Anzugsverzögerung erfolgt.

Die Ausführungen zu den Anwendungsmöglichkeiten keramischer Kaltleiter orientierten sich an typischen Beispielen ohne Anspruch auf Vollständigkeit. Die Möglichkeiten des Einsatzes elektrischer Verstärker bzw. von elektrischen Rückführungen im Zusammenhang mit Kaltleiterschaltungen blieb unberücksichtigt, weil sich daraus keine prinzipiell neuen Gesichtspunkte für die Anwendung keramischer Kaltleiter ergeben. Der interessierte Leser findet trotzdem vielfältige Anregungen zum Einsatz dieser Bauelemente sowohl in konventionellen Einrichtungen als auch in neuartigen Lösungskonzepten. Dabei sind besonders Verbesserungen der technischen Parameter, eine Verminderung des Aufwandes und eine Erhöhung der Betriebssicherheit zu erwarten.

Die anwendungsbezogenen Darlegungen erhalten die erforderlichen Hinweise zur Dimensionierung von Schaltungen mit keramischen Kaltleitern. Hierbei sind besonders die Toleranzen der Kaltleiter (Auslieferungstoleranz und gegebenenfalls durch den Einbau bedingte thermische Toleranzen) sorgfältig zu beachten, um Fehlschläge auszuschließen. Die Ausführungen zu den theoretischen Grundlagen und den Kennwerten keramischer Kaltleiter liefern hierfür die notwendigen Voraussetzungen.

Literatur

[1] Rint, C.: Handbuch für Hochfrequenz- und Elektrotechniker, Band 1. München und Heidelberg: Verlag Hüthig und Pflaum 1978

[2] Hanke, L.: Der keramische Kaltleiter. Programmierte Unterweisung Nr. 53, Siemens AG, Berlin und München 1973

[3] Glenk, H.: Dimensionierung von Schaltkreisen mit Kaltleitern. STEMAG-Nachrichten 39 (Mai 1966) S. 1043–1047

[4] Keramische Halbleiterwiderstände. VEB Keramische Werke Hermsdorf 1967

Universeller Sensorschaltkreis U 705 D

Dipl.-Ing. JOACHIM FRENZEL

Mitteilung aus dem VEB Funkwerk Erfurt

Die IS U 705 D ist ein universeller TTL-kompatibler 4-Kanal-Sensorschaltkreis in MNOS-Technik. Auf Grund seiner Konzeption ist er in der Lage, vielfältige Aufgaben in Geräten der Meß-, Steuer- und Regelungstechnik sowie der Elektroakustik als Ablösung mechanischer Tastensätze zu erfüllen. Nachdem diese IS in unserem Heft 2 (1980) bereits kurz vorgestellt wurde, wird sie im folgenden Beitrag ausführlicher beschrieben.

Prinzipieller Aufbau

Die IS U 705 D wird mit einem 24poligen DIL-Gehäuse gefertigt. Die Anschlußbelegung zeigt Bild 1, der prinzipielle Aufbau wurde bereits in [1] erläutert, so daß hier auf die Prinzipschaltung verzichtet wird. Es sind die bekannten Tastenfunktionen abhängig rastend, unabhängig rastend, unabhängig nichtrastend und Kombinationen dieser Funktionen realisierbar. Dabei können bis zu 20 Schaltkreise, d. h. 80 „Tasten", kaskadiert (aneinander aufgereiht) werden. Die Informationseingaben können sowohl über Sensoren als auch über Kurzhubtasten erfolgen.

Kernstück des Schaltkreises bilden vier Speicher-Flip-Flops, so daß je Schaltkreis vier Schaltfunktionen mit je einem Ausgang ausführbar sind. Diese Speicher-Flip-Flops sind durch vier Eingänge über eine Entprellschaltung setzbar.

Über die Eingänge e_U, e_V, e_K, e_{D3}, e_{D4} können die verschiedenen Betriebsarten durch Anlegen von statischen Pegeln vorgewählt werden. Die Rückwirkausgänge a_G und a_{Z1} gestatten im Zusammenhang mit dem Rückwirkeingang e_R sowie dem Eingang e_Z verschiedene Möglichkeiten der Ver- bzw. Entriegelung von Schaltzuständen.

In der abhängigen Betriebsart werden die Eingangsinformationen in einer Setzmatrix zwischengespeichert, die bewirkt, daß im Umschaltfall sowie beim Berühren mehrerer Tasten gleichzeitig nie mehrere Ausgänge auf einmal durchgeschaltet sind. Ebenso wird ein Übersprechen zwischen den einzelnen Ausgängen verhindert.

Eine Verknüpfungslogik, die in der abhängigen Betriebsart auf diese Setzmatrix wirkt, garantiert über die Pins a_W, a_V und e_W dieses oben geschilderte Verhalten auch bei Kaskadierung mehrerer Schaltkreise.

Die Vorzugslagenschaltung setzt alle Ausgänge mit Hilfe einer Setzmatrix beim Einschalten der Betriebsspannungen in den Aus-Zustand (H-Pegel).

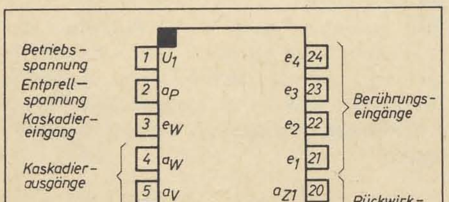


Bild 1: Anschlußbelegung der IS U 705 D

Funktion

Betriebsspannungen

Die U 705 D benötigt drei Betriebsspannungen, deren Größen sich danach richten, ob die Ausgänge a_1 bis a_4 TTL- oder MOS-kompatibel sein sollen. Für TTL gilt:

$$-U_1 \doteq 12\,V \pm 1\,V$$
$$U_3 = 5\,V \pm 0{,}25\,V$$
$$U_2 = 0\,V$$

Für MOS gilt:

$$-U_1 = 17{,}75\,V\,^{+0,5}_{-0,75}\,V$$
$$-U_2 = 13\,V\,^{+0,5}_{-1,5}\,V$$
$$-U_3 = 0\,V$$

Schaltausgänge a_1 bis a_4

Die Ausgänge a_1 bis a_4 führen je nach Wahl der Betriebsspannungen MOS- oder TTL-Pegel. Es handelt sich um Gegentaktausgangsstufen. Als Lastfaktor wird unter TTL-Bedingungen eine TTL-Last zugelassen.

Im ausgeschalteten Zustand sowie in der Vorzugslage nach Anlegen der Betriebsspannungen führen alle Ausgänge H-Pegel. Ein aktivierter Ausgang schaltet auf L-Pegel. Die Pegelverhältnisse an den Ausgängen a_1 bis a_4 bei TTL-Betrieb unter 1,6 mA Belastung (eine TTL-Last) sind:

$$U_{aL} \leqq 0{,}4\,V$$
$$U_{aH} \geqq 2{,}4\,V$$

Bei Belastung mit $R_L = 2{,}7\,k\Omega$ und $C_L = 100\,pF$ ergibt sich eine Flankensteilheit $< 1\,\mu s$ am Ausgang. Bei MOS-Betrieb ergeben sich bei $R_L = 100\,k\Omega$ folgende Pegelverhältnisse:

$$U_{aL} \leqq -9\,V$$
$$U_{aH} \geqq -4{,}5\,V.$$

Sensoreingänge e_1 bis e_4

Diese Eingänge werden bei Berührung der Tasten an U_1 gelegt, wobei parallel zum Eingang ein Widerstand von 3,3 MΩ gegen U_3 zu schalten ist.

Bei Sensorkontakten ist diese Schaltung galvanisch vom Netz zu trennen. Ist das nicht möglich, sind gesonderte schaltungstechnische Maßnahmen zum Zweck des Berührungsschutzes erforderlich.

TTL-Kompatibilität der Eingänge

Alle Eingänge, d. h. e_{D3}, e_{D4}, e_K, e_R, e_U, e_V, e_Z und e_1 bis e_4 sind TTL-kompatibel. Die Eingangspegel sind:

$$U_{eH} \geqq U_3 - 2\,V$$
$$U_{eL} \leqq U_3 - 4{,}35\,V.$$

Zur vollen TTL-Kompatibilität kann am Ausgang eines ansteuernden TTL-Schaltkreises ein Widerstand von 3,6 kΩ gegen U_3 geschaltet werden.

Entprellausgang a_P

Der Entprellausgang wird äußerlich mit einer Kapazität beschaltet. Diese ist frequenzbestimmendes Bauelement eines internen Oszillators, der eine Taktung der Eingangsinformationen in Auffang-Flip-Flops vornimmt. Wird eine Kapazität von 1 µF gegen U_3 geschaltet, beträgt die mittlere Entprellzeit 60 ms an den Sensoreingängen. Nach Betätigung eines Einganges haben während dieser Zeit weitere H-L- bzw. L-H-Flanken an den Eingängen keinen Einfluß auf den Zustand des Schaltkreises. Für den obigen Kapazitätswert gilt die angegebene Entprellzeit mit einer Stabilität von ±60 %.

Der Ausgang a_P ist in jedem Fall mit einer minimalen Kapazität von 10 nF zu beschalten. Bei der Verkettung mehrerer U 705 D muß an jeden a_P eine Kapazität geschaltet werden.

Verknüpfungsausgang a_V

Pin a_V besitzt eine kombinierte Ein-Ausgangsfunktion. a_V wird zur Realisierung von abhängigen Betriebsarten bei mehreren verketteten U 705 D untereinander verbunden. Im Ruhezustand liegen alle Ausgänge a_V parallel auf L-Potential. Bei der Betätigung eines Eingangs in abhängiger Betriebsart gelangt das Signal an die Setzmatrix und wird dort zwischengespeichert. Dabei wird ein abhängig verknüpfter eingeschalteter Ausgang der betätigten U 705 D abgeschaltet und an a_V H-Potential abgegeben. Alle anderen verbundenen a_V geben weiterhin ein relativ hochohmiges L-Potential ab, das durch dieses Signal kurzgeschlossen wird. Dieses H-Signal bewirkt, daß ein evtl. eingeschalteter, abhängig verknüpfter Ausgang einer der verketteten anderen U 705 D abgeschaltet wird (Eingangswirkung des a_V). Der Ausgangstransistor des a_V im betätigten Schaltkreis kann auf Grund der parallelgeschalteten anderen a_V (Kurzschluß des hochohmigen L-Potentials) nur begrenzt belastet werden. Deshalb ist die Kaskadierung auf 20 Schaltkreise beschränkt. Im betätigten Schaltkreis wird nach einer internen Verzögerung von mehreren Mikrosekunden das in der Setzmatrix zwischengespeicherte Eingangssignal an den Ausgang durchgeschaltet. Gleichzeitig geht der a_V dieses Schaltkreises auf L-Potential zurück.

Durch diese Maßnahmen wird erreicht, daß bei abhängigen Tastenfunktionen nie zwei Ausgänge gleichzeitig eingeschaltet sind, sondern bei Betätigung ein abhängig verknüpfter Ausgang, auch bei Verkettung, abgeschaltet wird und dann nach einer Verzögerung im Mikrosekundenbereich der betätigte Ausgang aktiviert wird. Während der Verzögerungszeit gibt der a_V des betätigten Schaltkreises ein H-Signal ab. Dadurch

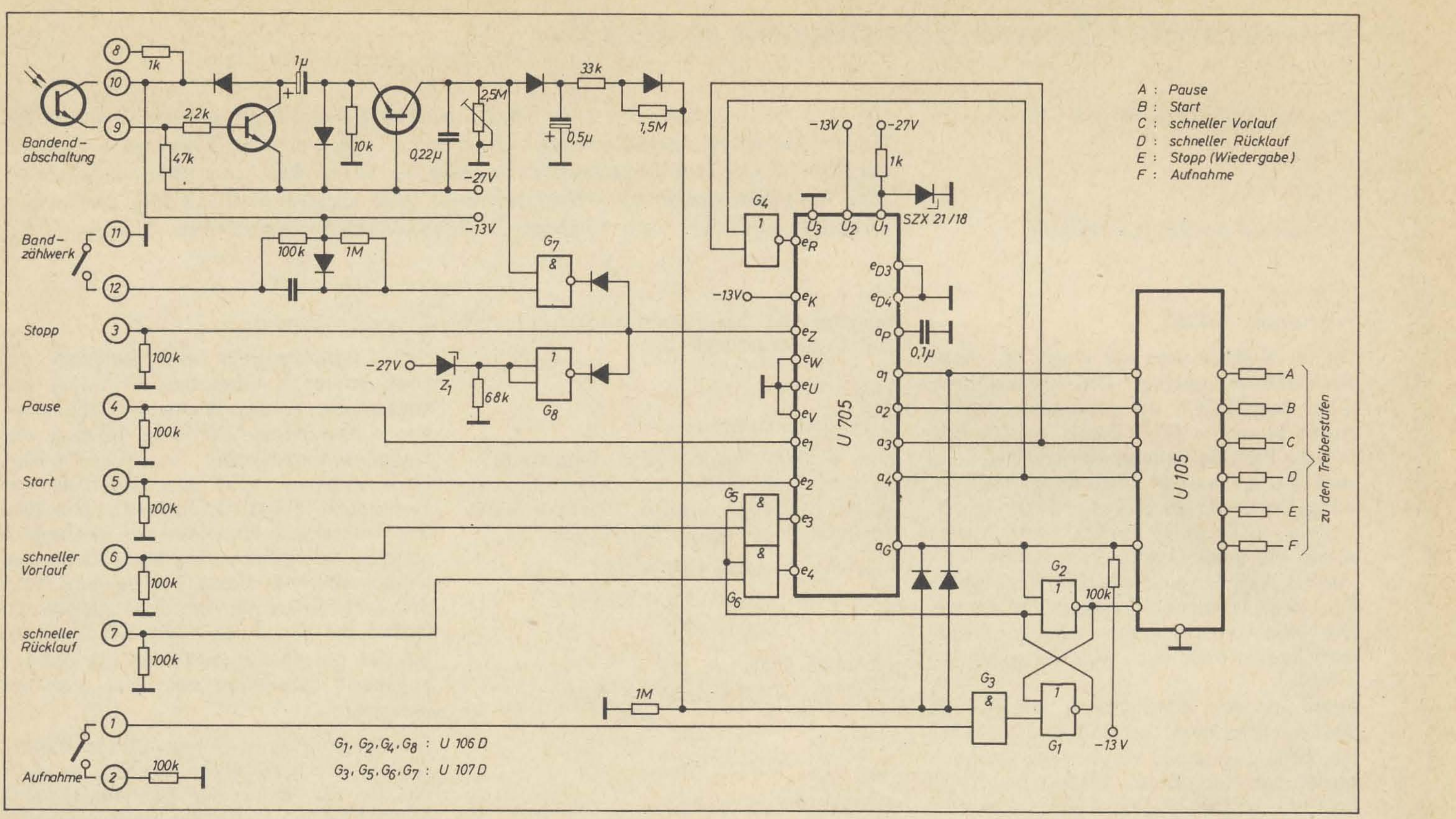


Bild 2: Schaltung zur Steuerung eines HiFi-Kassettenlaufwerkes

wird der definierte Übergang bei abhängigen Ausgängen gesichert.

Bei Doppelbetätigung zweier abhängiger Eingänge wird an a_V ebenfalls ein H-Potential wirksam, das zum Abschalten beider führt. Eingeschaltet wird nach Beenden der Doppelbedienung der zuletzt losgelassene Eingang.

Verknüpfungseingang e_W und Verknüpfungsausgang a_W

Diese Pins verhindern Doppeleinschaltungen bei gleichzeitigem Betätigen mehrerer abhängig verknüpfter Eingänge bei verketteten U 705 D. Dabei wird der a_W des n-ten Schaltkreises auf den e_W des (n + 1)-ten Schaltkreises gelegt. Am Eingang e_W des ersten Schaltkreises liegt immer H-Potential. Im Ruhezustand liegen ebenfalls alle a_W auf H-Potential.

Während des Berührens eines abhängig verknüpften Einganges geht der entsprechende a_W auf L-Potential. Das wirkt auf den e_W des folgenden Schaltkreises, wodurch dessen a_W ebenfalls auf L schaltet. So liegt der e_W aller verketteten Schaltkreise hinter dem betätigten auf L. In jedem Schaltkreis, dessen e_W auf L liegt, werden die Eingänge e_1 bis e_4 von der Setzmatrix abgetrennt. Es kann also in der bereits genannten Verzögerungszeit nicht zu Doppelbedienungen kommen. Beim gleichzeitigen Berühren zweier Eingänge über die Verzögerungszeit hinaus werden beide durch a_V = H abgeschaltet (s. oben).

Eingang e_U

Der Eingang e_U ist ein betriebsartbestimmender Eingang. Ein L-Potential an e_U ermöglicht die unabhängige Betriebsart des U 705 D, ein H-Potential abhängige bzw. gemischte Betriebsarten.

Eingang e_K

Während des abhängigen Betriebes (e_U = H) erfolgt eine Zwischenspeicherung der Eingangsinformationen an der Setzmatrix, die zur Vermeidung von Doppeldurchschaltungen einen angeschalteten Ausgang abschaltet und dann erst die Information in das entsprechende Speicher-Flip-Flop einschreibt. Durch Belegen des Einganges e_K mit H-Potential können nun die Speicher-Flip-Flops 3 und 4 einer jeden U 705 D von dieser Setzmatrix abgetrennt werden. Die Eingänge e_3 und e_4 wirken dann immer als unabhängige „Tasten".

Auf diese Art und Weise sind in einer U 705 D hybride Betriebsarten realisierbar. Werden z. B. e_U und e_K mit H-Potential belegt, so stellen e_1 und e_2 abhängige Tasten, e_3 und e_4 unabhängige Tasten dar. Auf diese unabhängigen, mit Hilfe von e_K = H geschaffenen Eingänge e_3 und e_4 wirkt der Eingang e_Z nicht entriegelnd. Wird e_K mit L belegt, so verhalten sich die Eingänge e_3 und e_4 ebenso wie die für e_1 und e_2 ausgewählte Betriebsart. Lediglich in der unabhängigen Betriebsart besteht die Möglichkeit, das über e_{D3} oder e_{D4} zu ändern.

e_{D3} und e_{D4}

Die Eingänge e_{D3} und e_{D4} sind in der Lage, während der unabhängigen Betriebsart (e_U = L) die Speicher-Flip-Flops 3 und 4 abzutrennen bzw. zu überbrücken. Damit ist es möglich, durch Anlegen von L-Potential an e_{D3} bzw. e_{D4} am Ausgang a_3 bzw. a_4 das Verhalten einer unabhängig nichtrastenden Taste zu erzeugen.

Bei H-Potential an e_{D3} und e_{D4} zeigen alle Ausgänge unabhängig rastendes Verhalten, vorausgesetzt, daß e_U = L ist.

Entriegelungseingang e_Z

Durch einen L-Impuls am Eingang e_Z werden sämtliche Verriegelungen rückgesetzt. Alle Ausgänge, ob abhängig oder unabhängig, werden abgeschaltet. Der Eingang e_Z wirkt über die Setzmatrix auf die Speicher-Flip-Flops und löst diese in die Vorzugslage aus. Lediglich die im Falle e_K = H abgetrennten Speicher-Flip-Flops 3 und 4 werden, falls sie eingeschaltet sind, durch e_Z nicht beeinflußt.

Bei paralleler Bedienung von e_Z und e_1 bis e_4 besitzt der Eingang e_Z eine Vorrangstellung (e_Z setzt sich durch).

Rückwirkeingang e_R

H-Potential am Rückwirkeingang e_R verriegelt alle abhängig verknüpften Eingänge gegen weiteres Betätigen. Das kann sowohl durch Verbinden der Rückwirkausgänge a_G bzw. a_{Z1} mit e_Z als auch durch externe Verriegelung durch Anlegen eines H-Potentials an e_R erfolgen.

Eine Entriegelung ist durch Aufheben des H-Potentials an e_R sowie durch Auslösung mit e_Z möglich, sofern nicht zusätzlich (außer a_G bzw. a_{Z1}) externe Schaltungsmaßnahmen H-Potential an e_R bestehen lassen.

Rückwirkausgang a_G

Der Ausgang a_G stellt eine NOR-Verknüpfung der Ausgänge a_1 bis a_4 dar. Ist ein Ausgang eingeschaltet (L-Pegel), so führt a_G H-Pegel. Dieser H-Pegel kann z. B. mit e_R verbunden werden, so daß nach einmaliger Betätigung alle weiteren Bedienungen abhängig verknüpfter Eingänge nicht wahrgenommen werden (Verriegelung). Erst ein Entriegeln durch e_Z macht eine weitere Betätigung abhängiger Eingänge möglich, die sich aber sofort wieder selbst verriegeln.

Rückwirkausgang a_{Z1}

Dieser Ausgang stellt eine Negation des Ausganges a_1 dar. Sofern dieser Eingang eingeschaltet ist, führt a_{Z1} H-Pegel. Dieser kann zur Verriegelung abhängiger Eingänge durch Verbinden mit e_R verwendet werden. Ein Entriegeln kann sowohl über e_Z als auch über erneutes Betätigen von e_1 erfolgen. Dabei muß der Eingang e_1 aus dem abhängig rastenden Verbund mit e_V herausgenommen werden.

Eingang e_V

Der Eingang e_V gestattet es, den Eingang e_1 aus dem abhängig rastenden Verbund herauszunehmen. Durch Belegen mit L-Potential an e_V wird e_1 von der Setzmatrix abgetrennt. Dadurch wird e_1 trotz abhängig gewählter Betriebsart ($e_U = H$, $e_K = L$) zur unabhängig rastenden Taste. Das ist z. B. bei der Verriegelung mit a_{Z1} an e_R erforderlich. Sind mehrere U 705 D verkettet, so wird nur der e_V-Eingang des ersten Schaltkreises mit L-Potential abgetrennt, alle anderen e_V-Eingänge liegen auf H-Potential.

Betriebsarten der U 705 D

Unabhängige Betriebsart

$e_U = L$
$e_K = L$
rastend
$e_{D3} = H$, $e_{D4} = H$
nichtrastend (a_3 und a_4)
$e_{D3} = L$, $e_{D4} = L$

Abhängige Betriebsart

$e_U = H$
$e_K = L$
verschiedene Möglichkeiten der Ver- und Entriegelung mit a_G, a_{Z1}, e_R, e_Z, e_V

Hybride Betriebsart

$e_U = H$
$e_K = H$
$a_3 + a_4$ unabhängig
$a_1 + a_2$ abhängig
verschiedene Möglichkeiten der Ver- und Entriegelung mit a_G, a_{Z1}, e_R, e_Z, e_V.

Bei Kaskadierung mehrerer U 705 D in abhängigen und hybriden Betriebsarten:

a_V – alle miteinander verbunden
a_W, e_W – Eingang des ersten Schaltkreises auf H-Potential; alle folgenden e_W mit a_W des vorherigen Schaltkreises verbunden.

Anwendung der U 705 D zur Steuerung eines HiFi-Kassettenlaufwerkes

Die auszugsweise Schaltung zur Steuerung eines HiFi-Kassettenlaufwerkes, deren Kernstück die IS U 705 D darstellt, zeigt Bild 2. International werden ähnliche Schaltungen eingesetzt z. B. Schaltkreis CX 738 im TC-229 SD [2].

Alle Verriegelungen und Verknüpfungen, die in bisherigen Laufwerken teilweise mechanisch realisiert sind, werden durch geeignete logische Verknüpfungen mit der U 705 D erreicht. Die Betätigung der Gerätefunktion erfolgt nur durch Schließen eines elektronischen Kontaktes (Kurzhubtasten).

Die U 705 D wird in abhängiger Betriebsart betrieben ($e_U = H$, $e_V = H$, $e_K = L$).

Eine externe Verriegelung über Gatter G_4 auf e_R bewirkt, daß in den Funktionen schneller Vorlauf und schneller Rücklauf eine weitere Bedienung nur durch Betätigen der Stopptaste über den Entriegelungseingang e_Z möglich ist.

Zwei weitere Auslösungen aller Funktionen (Stopp) mit e_Z sind über ein Bandzählwerk mit Nullkontakt (11 – 12) sowie über einen Fototransistor (10 – 9) bei Bandende oder Bandriß möglich. Bei Abschaltung der Betriebsspannung wird mit der Z-Diode Z_1 ebenfalls ein L-Signal an e_Z erzeugt, so daß vor Zusammenbrechen der Spannung eine kontrollierte Abschaltung des jeweiligen Schaltzustandes der U 705 D erfolgt.

Für die Umschaltung von „Wiedergabe" und „Aufnahme" ist das Flip-Flop, bestehend aus den Gattern G_1 und G_2, zuständig. Im Ruhezustand der U 705 D (alle Ausgänge H-Potential) liegt a_G auf L, folglich der Ausgang von G_2 auf H. Es ist der Zustand „Wiedergabe" eingestellt. Werden die Anschlußpunkte 1 und 2 überbrückt, erscheint am Ausgang des Gatters G_3 L-Potential. Das Flip-Flop wird umgeschaltet, am Ausgang des Gatters G_2 liegt L-Potential. Gleichzeitig wird über e_1 die U 705 D in den Zustand „Pause" gebracht. Der Ausgang a_1 wird L, a_G führt H-Pegel. Mit Betätigung von e_2 (Start) wird a_2 eingeschaltet, die Aufnahme läuft.

Vom Flip-Flop werden im Zustand „Aufnahme" mit Hilfe der Gatter G_5 und G_6 die Bedienung der Eingänge e_3 (schneller Vorlauf) und e_4 (schneller Rücklauf) verhindert. Das schließt Fehlbedienungen bei Aufnahme aus. Mit der Stopp-Taste, die über e_Z alle Ausgänge abschaltet, wird a_G auf L gesetzt, und damit kippt das Flip-Flop wieder in die Wiedergabefunktion.

Durch Aufheben der Sperrung an e_3 und e_4 ist in dieser Stellung die Betätigung des schnellen Vor- bzw. Rücklaufes möglich.

Die Ausgänge der U 705 D liegen über eine Entkopplung, die durch die MOSFETs einer IS U 105 D gebildet wird, an Treiberstufen, die auf Zugmagnete wirken und die zur Erkennung des jeweils eingeschalteten Zustandes entsprechende Leuchtdioden einschalten.

Weiterhin ist über den Anschlußpunkt 8 ein Abschalten der Bandend- bzw. Nullabschaltung möglich.

Wie der Schaltungsauszug im Bild 2 zeigt, ist der Aufwand dieser Steuerung relativ hoch, so daß ein Einsatz nur in Spitzengeräten vertretbar ist.

Literatur

[1] Malina, B.: Schaltkreise der Sensortechnik. radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 2, S. 76–79

[2] Laeske, G.: HiFi-Kassettentonbandgerät TC-229 SD. radio fernsehen elektronik 28 (1979) H. 5, S. 311–319; H. 6, S. 393–400

Regelschaltungen mit MAA 723 zur Stabilisierung der Chiptemperatur monolithischer Transistorarrays

Ing. HARRO KÜHNE

Wie bereits in [1] berichtet, ist die IS MAA 723 zur Realisierung einfacher Temperaturregelschaltungen sehr gut geeignet. Der nachstehende Beitrag beschreibt Möglichkeiten zur Stabilisierung der Chiptemperatur monolithischer Transistorarrays. Der Arbeitsbereich der beiden vorgestellten Schaltbeispiele betrug $\vartheta_U = 10...50\,°C$ bzw. $\vartheta_U = 10...40\,°C$. Innerhalb dieser Bereiche waren die Änderungen der Chiptemperatur kleiner als 0,2 K.

International sind seit langem Bauelemente bekannt, bei denen sich auf einem Chip neben den eigentlichen funktionsbestimmenden Bauelementen eine zusätzliche Baugruppe befindet, die die Chiptemperatur auch dann auf einem konstanten Wert hält, wenn sich die Umgebungstemperatur oder die Belastungsbedingungen ändern. Neben speziellen IS, wie z. B. der IS LM 399, die eine hochstabile Spannungsreferenzquelle realisiert, oder dem temperaturstabilen Differenzverstärker μA 727 ist besonders die relativ universell einsetzbare Schaltung μA 726 zu nennen. Dieser Schaltkreis beinhaltet auf einem Chip zwei frei verfügbare Transistoren und eine Temperaturregelschaltung. Diese beiden Transistoren können vorteilhaft bei kritischen Applikationen, wie z. B. bei driftarmen Eingangsdifferenzverstärkern oder in logarithmischen Verstärkern, die Transistoren als logarithmisches Element verwenden, benutzt werden. Der Einsatz dieses Schaltkreises ist jedoch wegen der schwierigen Beschaffung oder seines relativ hohen Preises oft nicht möglich.

Die beiden nachstehend beschriebenen Schaltbeispiele zeigen eine Möglichkeit, mit einer einfachen Regelschaltung die Chiptemperatur eines monolithischen Transistorarrays auf einem vorgegebenen Wert konstantzuhalten. Diese Problemlösung verwendet ausschließlich Standard-IS, und es entstehen wesentlich geringere Kosten als bei der Verwendung der IS μA 726.

Beim Entwurf der Schaltungen wurde davon ausgegangen, daß von dem verwendeten

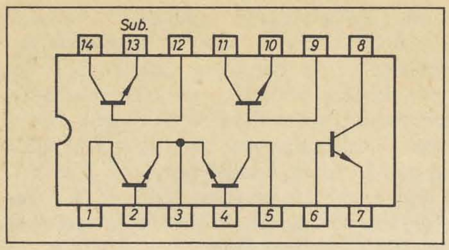


Bild 1: Innerer Aufbau des Transistorarrays CA 3046 E (UL 1111)

Wichtigste Kenndaten des Transistorarrays CA 3046 E

Kollektor-Emitterspannung U_{CE}	15 V
Kollektorstrom I_C je Transistor	50 mA
Verlustleistung P_C je Transistor	0,3 W
Verlustleistung der gesamten Schaltung P_{IS}	0,75 W
Betriebstemperatur ϑ_U	−25...70 °C
Wärmewiderstand R_{thChU}	150 K/W

Transistorarray wenigstens noch zwei Transistoren frei verfügbar sein müssen. Diese beiden Transistoren können dann z. B. für einen temperaturstabilisierten Differenzverstärker mit geringer Drift genutzt werden. Für die Transistorarrays müssen solche Bauelemente ausgewählt werden, die sich durch einen monolithischen Aufbau auszeichnen. Sogenannte Multi-Chipbauelemente, die nur mehrere Transistorchips in einem DIL-Gehäuse vereinigen, sind weniger geeignet. Für die Erprobung standen Transistorarrays des Typs CA 3046 E (entspricht UL 1111 von Unitra Cemi) zur Verfügung. Bild 1 zeigt die Anschlußbelegung, die Tafel nennt die für den vorliegenden Anwendungsfall wesentlichen Daten.

Natürlich können auch andere Typen verwendet werden. Diese müssen aber, wenn zwei Transistoren frei verfügbar bleiben sollen, mindestens drei Transistoren beinhalten, wobei in diesem Fall der dritte Transistor in einer speziellen Schaltungsvariante gleichzeitig als Istwerttemperaturfühler und Heizelement dient. Vorteilhaft sind weiterhin solche Arrays, die einen relativ großen Wärmewiderstand zwischen dem System und der Umgebung aufweisen, weil mit zunehmendem Wärmewiderstand die erforderliche Heizleistung zur Sicherung einer bestimmten Chiptemperatur sinkt.

Die beschriebenen Regelschaltungen benutzen als Heizelement zur Temperaturerhöhung des Chips einen seiner Transistoren. Welche maximale Temperaturdifferenz $\Delta\vartheta$ zwischen der Umgebungstemperatur ϑ_U und der Chiptemperatur ϑ_{Ch} möglich ist, hängt ab von dem Wärmewiderstand R_{thChU} der IS und den zulässigen Grenzwerten für die Verlustleistung P_{max}, der Kollektorspannung $U_{CE\,max}$ und dem Kollektorstrom $I_{C\,max}$ des Heiztransistors. Der Wärmewiderstand zwischen dem Chip und der Umgebung ist ein typischer Kennwert des Bauelementegehäuses, der jedoch von den Herstellern meist nicht angegeben wird. Der in der Tafel genannte Wert beruht auf Messungen des Autors und ist für Arrays im DIL-Plastgehäuse ein typischer Wert. Er gilt bei der Montage der Bauelemente in Fassungen. Durch Einlöten der Arrays kann sich der Wärmewiderstand verringern, weil dann über die Anschlüsse eine bessere Wärmeabfuhr möglich ist.

Für die maximal mögliche Temperaturdifferenz $\Delta\vartheta_{max}$ gilt die Beziehung

$$\Delta\vartheta_{max} = \vartheta_{Ch} - \vartheta_U = R_{thChU}\,P_{max} = R_{thChU}\,U_{CE\,max}\,I_{C\,max} \qquad (1)$$

Bei der Anwendung dieser Gleichung ist zu beachten, daß keiner der drei Grenzwerte des Heiztransistors überschritten werden darf. Mit dieser Gleichung und den Angaben der Tafel erhält man für das Transistorarray CA 3046 E eine maximal erreichbare Temperaturdifferenz von 45 K.

An dieser Stelle einige Bemerkungen zu dem Transistorarray B 340 D, das grundsätzlich auch die schon genannten Bedingungen erfüllt. Der Hersteller gibt die zulässige Verlustleistung für einen Einzeltransistor des B 340 D und den Wärmewiderstand zwischen Chip und Umgebung nicht an. Rechnet man mit den Grenzdaten von $U_{CE\,max} = 15$ V und $I_{C\,max} = 10$ mA und mit einem Wärmewiderstand von $R_{thChU} = 150$ K/W, so ergibt sich eine maximal mögliche Temperaturdifferenz von $\Delta\vartheta_{max} = 22{,}5$ K. Dieser Wert ist relativ gering, so daß der Baustein B 340 D für viele Anwendungen, bei denen mit größeren Änderungen der Umgebungstemperatur zu rechnen ist, nicht eingesetzt werden kann.

Zur Messung der Chiptemperatur wird ebenfalls ein Transistor verwendet, der hier durch Verbinden von Basis und Kollektor als Diode arbeitet. Fließt durch diesen Transistor ein konstanter Kollektorstrom, dann ist die Basis-Emitterspannung in erster Näherung nur noch von der Chiptemperatur abhängig. Als günstiger Wert für den Kollektorstrom hat sich der Wert $I_C = 1$ mA erwiesen. Die Temperaturabhängigkeit der Basis-Emitterspannung besitzt dann einen Wert von etwa $\Delta U_{BE}/\Delta\vartheta = -2{,}3$ mV/K [1]. Zur exakten Ersteinstellung der Chiptemperatur ist es notwendig, die Basis-Emitterspannung des Fühlertransistors zu kennen, die dieser bei der Solltemperatur besitzt. Zu diesem Zweck beschaltet man von dem Array nur den zur Messung der Temperatur benutzten Transistor so, wie das in der Regelschaltung vorgesehen ist. Anschließend bringt man in einem Thermostaten das gesamte Transistorarray auf die gewünschte Chiptemperatur und ermittelt mit einem Digitalvoltmeter die gesuchte Basis-Emitterspannung $U_{BE(50°C)}$.

Die im Bild 2 dargestellte Regelschaltung stabilisiert die Chiptemperatur des Transistorarrays IS_1 auf einen Wert von $\vartheta_{Ch} = 50$ °C. Die Umgebungstemperatur konnte sich zwischen den Grenzwerten $\vartheta_{U\,min} = 10$ °C und $\vartheta_{U\,max} = 50$ °C ändern. Innerhalb dieses Bereiches war die Abweichung der Chiptemperatur vom Sollwert kleiner als 0,2 K.

Die integrierte Schaltung MAA 723 übernimmt die Funktion des Regelverstärkers, wobei gleichzeitig die in der IS MAA 723 vorhandene Einrichtung zur Strombegrenzung im Heiztransistor genutzt wird. Weiterhin stellt IS_2 eine hochkonstante Referenzspannung zur Verfügung, aus der der Temperatursollwert abgeleitet wird. Der Transistor T_4 des Transistorarrays arbeitet als Temperaturistwertgeber. Er liegt über R_1 an der von der MAA 723 gelieferten Referenzspannung. An dieser Spannungsquelle liegt auch der Teiler mit den Widerständen R_4 bis R_6. Mit dem Potentiometer R_5 wird der Sollwert der Chiptemperatur einmalig eingestellt. Als Sollwert wirkt der Spannungsabfall über dem Widerstand aus R_4 und dem oberen Teilwiderstand des Potentiometers T_5. Dieser Spannungsabfall muß also gleich der Basis-Emitterspannung sein, die T_4 bei der Solltemperatur des Chips der IS_1 aufweist. Die gesamte Anordnung wird von einer stabilisierten Versorgungsspannung gespeist, damit deren Änderungen sich nicht auf die Temperaturstabilisierung auswirken können.

Nach Anlegen der Speisespannung – die Chiptemperatur von IS_1 liegt noch erheblich unter ihrem Sollwert – ist die Spannung am invertierenden Eingang des Regelverstärkers, bezogen auf die Spannung am nichtinvertierenden Eingang, negativ. Die Ausgangsspannung des Regelverstärkers ist dann positiv und steuert deshalb den Transistor T_7 in den leitenden Zustand. Über die Z-Diode D_2, die den vorgeschriebenen Arbeitsbereich des Regelverstärkers sichert, und R_3 erhält der als Heiztransistor wirkende T_5 von IS_1 seinen Basisstrom. Der im Emitterkreis von T_5 liegende Widerstand R_2 und der Transistor T_6 der IS MAA 723 sorgen für eine Begrenzung des Heizstromes, der in der praktischen Schaltung den maximalen Wert $I_{CT5\,max} = 20$ mA erreichte. Mit zunehmender Chiptemperatur sinkt die Basis-Emitterspannung von T_4. Wird schließlich die Solltemperatur erreicht, so regelt V_1 den Kollektorstrom von T_5 auf einen solchen Wert zurück, der gerade zur Aufrechterhaltung der Chiptemperatur bei der momentanen Umgebungstemperatur erforderlich ist. Wenn sich diese verringert, so folgt eine proportionale Steigerung des Kollektorstromes von T_5 und umgekehrt. Der Restfehler dieser proportional arbeitenden Regelein-

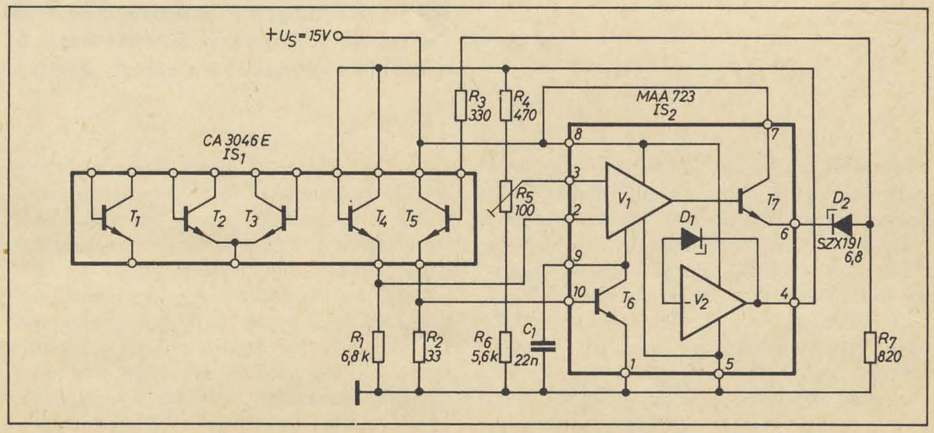


Bild 2: Chiptemperaturregler mit getrennten Transistoren für den Temperaturfühler und Heizer

richtung ist auf Grund der hohen Verstärkung von V_1 der MAA 723 sehr klein. Der Kondensator C_1 übernimmt die Korrektur des Frequenzganges des Regelverstärkers und unterbindet mögliche hochfrequente Schwingungen.

Der Abgleich des Reglers beschränkt sich auf die Einstellung des Potentiometers R_5 auf die vorher ermittelte Spannung $U_{BET4(50°C)}$, die beim Musteraufbau 0,602 V betrug (zwischen den Anschlüssen 3 und 4 der IS_2). Anschließend erfolgt eine Kontrollmessung der Basis-Emitterspannung von T_4, um den Einfluß der Offsetspannung des Regelverstärkers V_1 auszuschließen. Bei Abweichungen von U_{BET4} vom Sollwert ist dann mit R_5 entsprechend zu korrigieren.

Nutzt man eine Regelschaltung entsprechend dem Bild 2, so stehen von den insgesamt fünf Transistoren des Transistorarrays noch drei zur Verfügung. Bei der Anwendung dieser Transistoren ist zu beachten, daß der Emitter von T_1, der mit dem Substratanschluß verbunden ist, das negativste Spannungspotential aufweisen muß, damit alle Isolationsdioden von IS_1 in Sperrichtung vorgespannt sind.

Sollen von den fünf Transistoren des Arrays vier für externe Schaltungen genutzt werden, dann steht für die Heizung und die Messung der Chiptemperatur nur ein Transistor zur Verfügung. In diesem Fall bietet sich die nachstehend beschriebene Lösungsmöglichkeit an.

Der Heiztransistor wird in diesem Fall als Konstantstromquelle betrieben, wobei die Transistorverlustleistung, also die Heizleistung, durch Änderung der Kollektor-Emitterspannung variiert wird. Bei dem Konstantstrombetrieb eines Transistors ist die Basis-Emitterspannung weitgehend unabhängig von der Kollektorspannung, so daß deren Größe wieder als Maß für die Chiptemperatur verwendbar ist. Bild 3 zeigt eine erprobte Schaltungsvariante für eine Chiptemperatur von $\vartheta_{Ch} = 40$ °C. Der Transistor T_5 von IS_1 dient gleichzeitig als Temperaturfühler und Heizer. T_5 erhält seine Basisvorspannung vom Referenzspannungsanschluß der IS_2. Mit dem Emitterwiderstand R_2 ergab sich bei dem Erprobungsmuster ein Konstantstrom von $I_{CT5} = 24$ mA. Zur Einstellung der Chiptemperatur wurde der Transistor T_4 wie im Bild 2 beschaltet, weil dessen Basis-Emitterspannung für die Chiptemperatur $\vartheta_{Ch} = 40$ °C bekannt war. Nach Anlegen der Speisespannung stellt sich, da die Chiptemperatur noch unter ihrem Sollwert liegt und die Basis-Emitterspannung von T_5 deshalb noch erheblich größer ist als die zwischen den Anschlüssen 3 und 4 von IS_2 liegende Spannung, eine positive Ausgangsspannung am Pin 6 der IS MAA 723 ein. Diese Spannung erreicht auf Grund des inneren Aufbaus der IS nicht ganz den Wert der Speisespannung U_S. Es muß mit einer Minderung von etwa $U_V = 2{,}5$ V gerechnet werden. Die maximal wirksame Kollektor-Emitterspannung des Heiztransistors T_5 ergibt sich aus folgender Beziehung:

$$U_{CET5\,max} = U_S - U_V - U_{ref} + U_{BET5} \quad (2)$$

Bei dem Erprobungsmuster wurde $U_{CET5\,max} = 11$ V gemessen. Mit dem oben bereits angegebenen Kollektorstrom von T_5 ergibt sich als Maximalwert die Heizleistung $P_{T5\,max} = 0{,}264$ W. Diese Verlustleistung sorgt für eine rasche Erwärmung des Chips der IS_1. Dabei vermindert sich die Basis-Emitterspannung von T_5 entsprechend. Schließlich stellt sich ein Gleichgewichtszustand ein, bei dem die Kollektorspannung von T_5 und damit dessen Verlustleistung von dem Regelverstärker auf einem solchen Wert gehalten wird, der eine Chiptemperatur von 40 °C sichert. Zur Einstellung der gewünschten Chiptemperatur vergrößert man, von kleinen Werten beginnend, die Spannung zwischen den Anschlüssen 3 und 4 von IS_2 so lange, bis die Kontrollmessung der Basis-Emitterspannung von T_4 den Wert $U_{BET4(40°C)}$ ergibt. Das Bild 4 zeigt die bei dem Erprobungsmuster erreichte Aufheizgeschwindigkeit bei einer Umgebungstemperatur von 25 °C.

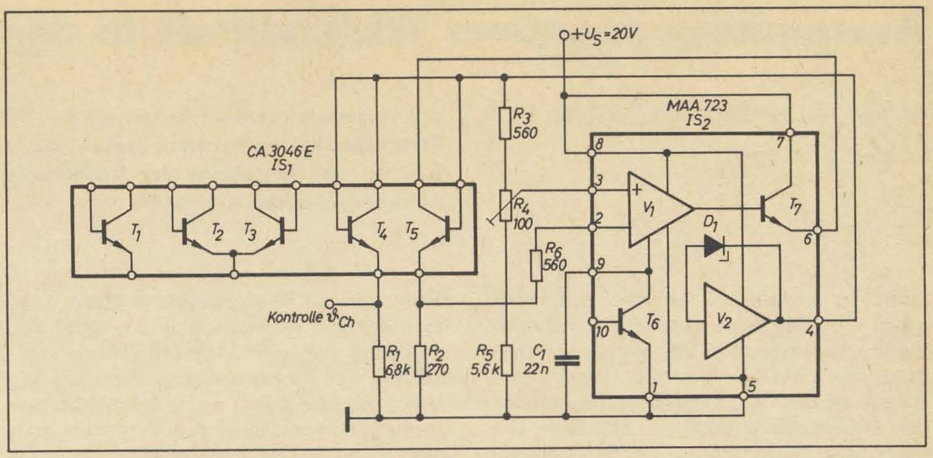


Bild 3: Chiptemperaturregler mit einem Transistor für die Funktionen Heizer und Temperaturfühler

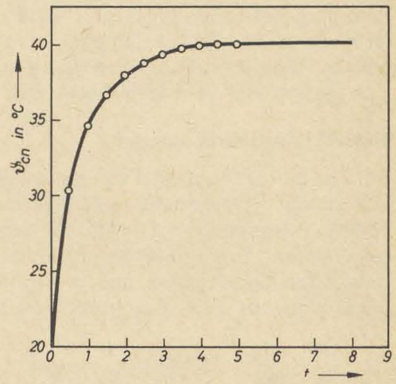


Bild 4: Aufheizkurve der Regelschaltung nach Bild 3

Literatur

[1] Kühne, H.: Schaltbeispiele für die Verwendung des integrierten Spannungsreglers MAA 723 in proportionalen Temperaturregelschaltungen. radio fernsehen elektronik 28 (1979) H. 11, S. 705 und 706

Dipl.-Ing. f. Elektrotechnik, 27 J., sucht für das Studienjahr 1981/82 an einer Ingenieurhochschule Möglichkeit zur Lehrtätigkeit in den Fächern Transformatoren und Meßwandler, Elektro-Technik, Physik u. Mathematik. Bereit f. ein pädagog. Fernstudium. Zuschr. an **TK 5837 DEWAG, 1054 Berlin**

Verkaufen – ungebraucht **Prüfgerät für Amplitudenfrequenzkennlinien X 1 – 19 A** Zuschriften an **Elektro-Produktions-Genossenschaft 8028 Dresden,** Deubener Str. 29

Bitte ausschneiden, gilt immer!
Zum Aufbau einer Spezialsammlung suche ich dringend Uralt-Radios, Trichter-Lautsprecher-Grammophone, Phonographen, Wachswalzen, Spieldosen, Detektor, Fernsehgerät, Prospekte, Kataloge v. Radio-Zentrale Alex v. Prohaßka u. a., Musikschränke, Telefon, Röhren, alles nur vor 1930. Gerätetyp unbed. angeben. Zuschr. m. gen. Beschreibung bitte an: Rundfunkm. **Dieter Probst, 1614 Zernsdorf,** Fr.-Engels-Str. 59

KONDENSATOR-MIKROFONE
- Studio-Mikrofone SMS 70 u.a.
- Drahtlose Studio-Übertragungsanlagen
- Meßmikrofone 20 Hz · · · 100 kHz

Fordern Sie bitte unsere Prospekte an
RFT·VEB MIKROFONTECHNIK GEFELL
DDR · 6552 Gefell · Telefon 262 · Telex 58-88 43
Exporteur: ELEKTROTECHNIK EXPORT-IMPORT
Volkseigener Außenhandelsbetrieb der DDR
DDR · 102 Berlin, Alexanderplatz · Haus der Elektroindustrie

Anwendung negativer Widerstände in der Verstärkertechnik

Dr.-Ing. MANFRED KAHLENBACH

Der vorliegende Beitrag behandelt eine Möglichkeit zur Verbesserung gegengekoppelter Verstärkerschaltungen durch Anwendung negativer Widerstände. Die Möglichkeiten und Grenzen des Verfahrens der Gegenkopplung werden dargestellt und zwei praktische Anwendungsbeispiele erläutert.

Eines der wichtigsten Verfahren zur Erzeugung von Verstärkerschaltungen mit definierten Eigenschaften ist die Gegenkopplung. Der klassische Vertreter dieser Schaltungen ist der Operationsverstärker. In dieser reinen, aber auch in abgewandelter Form wird dieses Prinzip zur Stabilisierung und Linearisierung und zur Regelung vieler anderer elektrischer und physikalischer Größen eingesetzt. Im folgenden werden die Grenzen dieses Prinzips und ein Weg zur Lösung einiger Probleme aufgezeigt, der sich weitgehend verallgemeinern läßt.

Theoretische Betrachtungen

Bei der Betrachtung wird von der allgemein bekannten Operationsverstärkerschaltung (Bild 1) ausgegangen. Die Gl. (1) zeigt den qllgemeinen Zusammenhang zwischen den beteiligten Spannungen und Widerständen (Ableitung aus dem Knotenpunktsatz):

$$\frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} = U_e\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_z}\right) \qquad (1)$$

mit der in Gl. (2) formulierten Nebenbedingung

$$U_2 = -V\,U_e \qquad (2)$$

Der bei dieser Schaltung angestrebte Zusammenhang wird durch Gl. (3) ausgedrückt:

$$\frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} = 0 \qquad (3)$$

Dieser Gleichung nähert man sich an, wenn in Gl. (1) das mit U_e behaftete Glied möglichst klein (im Idealfall Null) wird. Gleichung (2) weist einen Weg, der in den weitaus meisten Fällen beschritten wird. Durch Vergrößern von V kann U_e kleingehalten werden; U_e zu Null zu machen, ist nicht möglich, da V nicht beliebig groß gewählt werden kann. Der zweite Weg ist, den Faktor von U_e verschwinden zu lassen. Der im Bild 1 dargestellte Widerstand R_z wird im allgemeinen als Eingangswiderstand des Verstärkers in die Gleichung einbezogen. Jeder andere Widerstand an dieser Stelle wirkt aber in der gleichen Weise. Wenn man unter Vernachlässigung des Eingangsleitwertes des Verstärkers den Wert von R_z berechnet, bei dem der Faktor von U_e Null wird, so erhält man den Zusammenhang in Gl. (4):

$$R_z = -\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right)^{-1} \qquad (4)$$

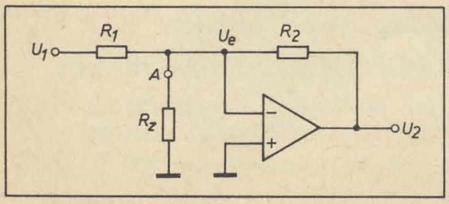


Bild 1: Verstärkergrundschaltung

Wenn also als R_z ein negativer Widerstand nach Gl. (4) vorgesehen wird, ergibt sich unabhängig von den Eigenschaften des Verstärkers der Zusammenhang nach Gl. (3). Wenn daraus auch nicht geschlußfolgert werden kann, daß auf den Verstärker vollkommen verzichtet werden kann, so reduziert sich aber die Anforderung an den Verstärker in erster Linie auf die Aussteuerbarkeit in dem gewünschten Bereich von U_2, d. h., V muß immer größer als Null sein. Eine technisch sinnvolle Lösung wird sich jedoch im allgemeinen mit einem Verstärker ergeben, dessen Verstärkung ein Vielfaches von Eins beträgt. Dadurch reduzieren sich auch die Forderungen an die Aussteuerbarkeit des (negativen) Widerstandes auf ein vernünftiges Maß.

Aus dem bisher Gesagten kann die Schlußfolgerung gezogen werden, daß man bei Dimensionierung des Widerstandes R_z nach Gl. (4) weitgehend unabhängig wird von Mängeln in der Funktion des Verstärkers wie Änderung des Verstärkungsfaktors, Nichtlinearität (Klirrfaktor), Drift und Rauschen. Im folgenden soll auf die Bedeutung im einzelnen noch eingegangen werden.

Eine Realisierungsmöglichkeit für einen negativen Widerstand zeigt Bild 2. Auf Grund der Dimensionierung stellt diese Schaltung einen Widerstand —R dar. Wenn man in der Schaltung nach Bild 1 den Widerstand R_z durch diese Schaltung ersetzt, so erhält man die gewünschte Anordnung, aus der auch das Grundprinzip zu erkennen ist. Die zur Aussteuerung des Verstärkers erforderliche Spannung U_e muß normalerweise vom Eingangssignal aufgebracht werden, d. h., sie ist von diesem zu subtrahieren. Wird in Abhängigkeit von U_e das Eingangssignal U_1 vergrößert, so kann dieser Verlust ausgeglichen werden. Das gleiche wird mit der Schaltung im Bild 2 erzielt. Für die Gesamtanordnung gilt dann:

$$\frac{U_1 - U_e}{R_1} + \frac{U_2 - U_e}{R_2} + \frac{U_R - U_e}{R} = 0 \qquad (5)$$

Mit $U_R = 2U_e$ und Gl. (4) gewinnt man daraus wiederum Gl. (3).

Die Frage nach der praktischen Bedeutung dieses Verfahrens führt direkt zu den Grenzen der konventionellen Verstärkertechnik. Setzt man eine bestimmte Bauelementebasis voraus, so gibt es einen Zusammenhang zwischen der Verstärkung und der Bandbreite eines rückgekoppelten Systems, der durch die Stabilitätskriterien bedingt ist.

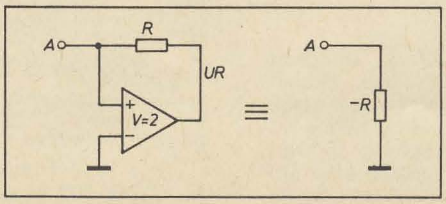


Bild 2: Erzeugung eines negativen Widerstandes

Da die Forderungen nach der Bandbreite eines Systems eine dominierende Rolle spielen, muß man im Regelkreis die Verstärkung herabsetzen. Bestehen außerdem aber noch hohe Anforderungen an die Linearität oder Konstanz und Driftfreiheit des Systems, so bietet die Anwendung eines negativen Widerstandes einen einfachen Ausweg. Zum Frequenzverhalten des negativen Widerstandes muß noch gesagt werden, daß Gl. (4) in dem Frequenzbereich erfüllt sein muß, in dem die gewünschte Wirkung erzielt werden soll. Vor allen Dingen ist wichtig, daß diese Gleichung auch komplex geschrieben werden muß, wenn komplexe Widerstände oder Blindelemente verwendet werden. Letztlich hängt der Erfolg auch davon ab, wie genau und wie konstant der gewünschte negative Widerstand erzeugt werden kann.

Die Genauigkeitsforderung bezieht sich sowohl auf den Betrag und die Phasenlage des Widerstandes als auch auf seine Offsetspannung (Nulldurchgang der Strom-Spannungs-Kennlinie). So werden Änderungen der Verstärkung oder Nichtlinearitäten nur in dem Maße unterdrückt, wie eine Übereinstimmung der Widerstände besteht. In der Praxis bedeutet das, daß z. B. bei einer Abweichung des negativen Widerstandes von 1 % die Nichtlinearität auf 1 %, d. h. um den Faktor 100, reduziert wird. Das gleiche gilt beispielsweise auch für die Unterdrückung der Drift eines Verstärkers. Dabei muß man jedoch beachten, daß die Drift des negativen Widerstandes in vollem Maße in die Drift des Gesamtsystems eingeht. Auch wenn das Rauschen einer Verstärkeranordnung reduziert werden soll, muß der negative Widerstand wesentlich rauschärmer sein.

Zu untersuchen ist ferner, wieweit der negative Widerstand die Schwingneigung des Systems beeinflußt. Der negative Widerstand selbst führt zu keiner Schwingneigung, da er nur real vorhandene Bauelemente entdämpft, der ganze Kreis aber wird durch den dynamischen Leitwert der Gegenkopplung sehr stark bedämpft.

Wichtig ist vor allem die Frage, wie die Kreisverstärkung des rückgekoppelten Systems verändert wird. In dem Frequenzbereich, in dem der negative Widerstand angepaßt ist, und in dem die Gesamtschaltung ihre vorteilhaften Eigenschaften aufweist, ist der Kopplungsfaktor k sehr groß, im idealen Fall unendlich. In diesem Bereich darf die Phasendrehung des Verstärkers in keinem Fall 180° erreichen. In einem anschließenden Frequenzbereich muß der negative Leitwert abgebaut werden (was prinzipiell sehr schnell erfolgen kann), damit bei zunehmender Phasendrehung im Verstärker die Kopplung wieder auf normale Werte zurückgeht und dann ähnliche

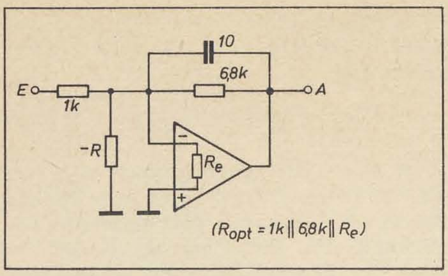


Bild 3: Grundschaltung eines Impulsverstärkers

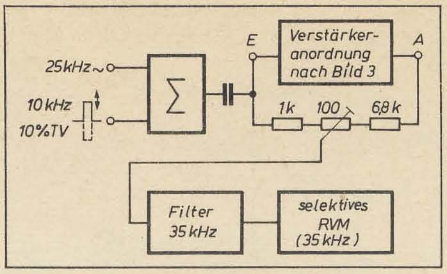


Bild 4: Anordnung zur Messung der Linearität

Bedingungen vorliegen wie beim Betrieb ohne negativen Widerstand.

Anwendungen

Es existiert ein weites Spektrum von Anwendungsmöglichkeiten. Im folgenden werden zwei Beispiele für den Einsatz dieser Schaltung erläutert.

Linearisierung eines Impulsverstärkers

Für die Übertragung positiver Impulse mit kleinem Tastverhältnis wurde eine Impulsverstärker-Endstufe entwickelt, die bei einer Anstiegszeit von 100 ns und einer Aussteuerung bis +10 V eine Verstärkung von 6,8 lieferte. Bild 3 zeigt die Grundschaltung. Der Verstärker ist einstufig, besitzt eine Kaskodeeingangsstufe und am Ausgang eine zweifache Bootstrapschaltung (für Strom und Spannung). Die Kennlinie des Ausgangsverstärkers ist unsymmetrisch, wie auch die Meßergebnisse zeigen. Die Verstärkung des offenen Verstärkers war etwa 10^4.

M e ß m e t h o d e

Bild 4 zeigt das Prinzip der Meßmethode, die eine sehr genaue Messung der Nichtlinearität der Verstärkung ermöglicht. Eine 25-kHz-Sinusspannung wird additiv mit einer 10-kHz-Impulsspannung (Tastverhältnis 10 %) gemischt. Die Amplitude und Polarität der Impulse ist wählbar. Diese Impulse bewirken eine periodische Arbeitspunktverlagerung. Diese wiederum führt bei arbeitspunktabhängiger Verstärkung zu einer Modulation der Sinusspannung am Ausgang des Verstärkers. Durch Messung der Amplitude einer Seitenbandfrequenz, im vorliegenden Fall 35 kHz, kann der Modulationsgrad gemessen werden. Der Spannungsteiler dient dazu, die in der Summierstufe entstehenden Koppelfrequenzen und auch das Eingangssignal von dem Filter und dem Röhrenvoltmeter fernzuhalten. Er wird so abgeglichen, daß bei Impulsspannung Null die Sinusspannung verschwindet. Damit wird auch eine zusätzliche Modulation im Filter und im Röhrenvoltmeter verhindert. Bei der Messung sehr kleiner Nichtlinearitäten wird am Eingang des Filters noch ein kleiner Betrag einer künstlich durch Mischung an einer Diode erzeugten 35-kHz-Spannung zugesetzt. Dadurch liegt das Signal oberhalb des Rauschpegels, und man hat gleichzeitig die Möglichkeit, phasenempfindlich zu messen. Eine Eichung ist auf einfache Art dadurch möglich, daß der Verstärker mit dem Impulssignal in den Bereich mit der Verstärkung Null (totale Übersteuerung) gesteuert wird. Die dabei gemessene Spannung entspricht einem Modulationsgrad von 100 %.

Prinzipiell soll bei dieser Messung die Abweichung der differentiellen Verstärkung bei bestimmter Aussteuerung von der im Nullpunkt bestimmt werden. Infolge der Nulllinienverschiebung der Impulsspannung wird jedoch

$$\frac{-\Delta V}{V(0)} = \frac{V(-0{,}1\,U_I) - V(0{,}9\,U_I)}{V(0)}$$

gemessen. Dabei ist U_I die Größe der Impulsspannung am Ausgang, die bei der Messung als Abszisse verwendet wird. Bei den Messungen wurden die nichtkorrigierten Meßergebnisse eingetragen. Im Bild 5 wurde die Korrektur in erster Näherung durchgeführt. Sie ändert jedoch nichts an den prinzipiellen Ergebnissen. Zur Erhöhung der Empfindlichkeit der Anordnung können auch höhere Tastverhältnisse gewählt werden. Man sollte sich bei kapazitiver Ankopplung jedoch vor dem Tastverhältnis 50 % hüten, da damit nur die Unsymmetrie der Kennlinie gemessen wird.

In den Diagrammen (Bilder 5 und 6) ist die Größe der Sinusspannung am Ausgang (Spitze-Spitze) als Modulationsbreite eingetragen. Das Meßergebnis zeigt einen über die angegebene Breite gemittelten Wert an. Auch hier ist eine Korrektur unter Berücksichtigung der Wichtungsverteilung prinzipiell möglich. In manchen Fällen gibt es jedoch auch triviale Möglichkeiten zur

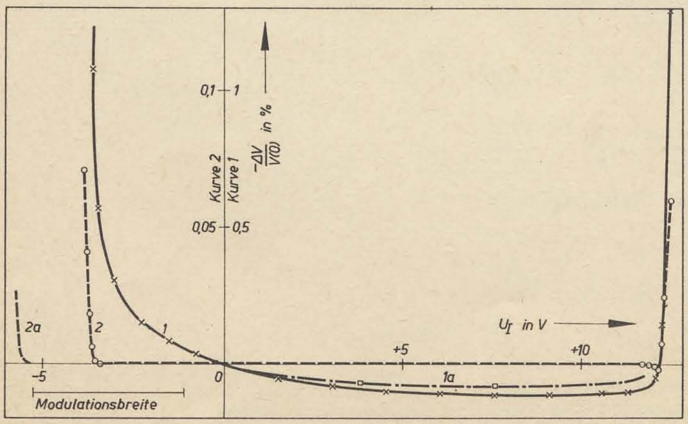


Bild 5: Ergebnisse der Messung am Verstärker mit linearisiertem Eingangswiderstand. Kurve 1: ohne negativen Widerstand, Kurve 2: mit negativem Widerstand

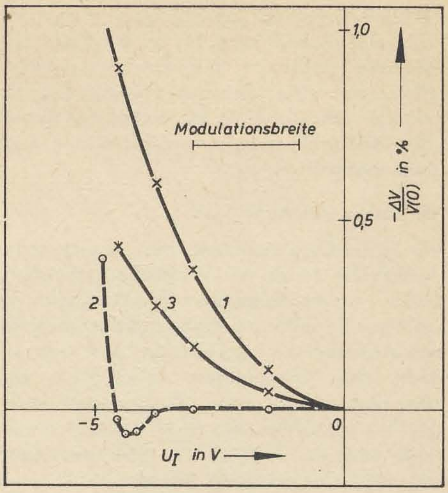


Bild 6: Ergebnisse der Messung am Verstärker mit nichtlinearem Eingangswiderstand. Kurve 1: ohne negativen Widerstand, Kurve 2: mit optimalem negativem Widerstand, Kurve 3: mit negativem Widerstand etwa doppelter Größe

Korrektur, wie es im Bild 5 angedeutet wurde (Verschiebung des Knicks um die halbe Modulationsbreite, s. Kurve 2a).

D i s k u s s i o n d e r M e ß e r g e b n i s s e

Im Bild 6 sind drei Kurven dargestellt, die die Abhängigkeit der Verstärkung bei negativer Aussteuerung unter verschiedenen Bedingungen darstellen. Kurve 1 zeigt die Originalkurve des Verstärkers. Bei Kurve 2 wurde ein optimal eingestellter negativer Widerstand hinzugefügt. Dabei bleibt die Verstärkung mit zunehmender Aussteuerung zunächst konstant und weicht dann in Richtung größerer Verstärkung ab. Ursache für diese Abweichung ist die Nichtlinearität des Eingangswiderstandes. Da die Eingangsstufe in Richtung eines kleineren Stromes ausgesteuert wird, steigt der Eingangswiderstand an. Das führt zu einer Überkompensation, die wiederum eine Umkehrung der Nichtlinearität des Verstärkers zur Folge hat. Trotzdem ist das Ergebnis im Vergleich zur Kurve 1 als ausreichend gut anzusehen.

Kurve 3 zeigt zur Demonstration das Ergebnis einer Messung, bei der der negative Widerstand etwa den doppelten Wert des bei Kurve 2 verwendeten Widerstandes hatte. Es läßt sich leicht errechnen, daß sich die Nichtlinearitäten dann etwa halbieren. Für die zweite Messung wurde die Verstärkerstufe dahingehend verändert, daß der Eingangswiderstand künstlich linearisiert wurde. Das Prinzip der Linearisierung ist heutzutage (die Messungen liegen einige Jahre zurück) uninteressant, da man viele Möglichkeiten hat, hochohmige Verstärkereingänge zu realisieren. Bild 5 zeigt die Ergebnisse. In Kurve 1 ist die Kennlinie des veränderten Verstärkers dargestellt. Kurve 1a zeigt die korrigierten Ergebnisse.

Nach Einschalten des negativen Widerstandes wurde die Kurve 2 gemessen. Um dieses Ergebnis zu erreichen, mußte allerdings auch der Blindanteil kompensiert werden. Die Kurve 2 wurde in einem zehnfach größeren Maßstab dargestellt. Es muß erwähnt werden, daß im Mittelteil der Kurve die Grenze der Meßgenauigkeit der beschriebenen Anordnung erreicht wird. Es kann lediglich festgestellt werden, daß die Abweichung in diesem Bereich $< 10^{-5}$ war. Am positiven Ende des Aussteuerungsbereiches

ist eine scheinbar geringfügige Vergrößerung der Verstärkung zu beobachten. Die Ursache dafür ist ein Ladungsspeichereffekt, der eine Verbreiterung der Signale bewirkt. Die Kurve 2a zeigt den auf Grund der Modulationsbreite extrapolierten Aussteuerbereich.

Driftarme Verstärkerstufe

Für eine Displayeinheit mit magnetischer Ablenkung wurde ein Verstärker entwickelt. Dabei waren folgende Anforderungen zu erfüllen: Es sollte ein Gegentaktausgang für die Ablenkeinheit vorhanden sein, der jeweils den notwendigen Ablenkstrom von etwa 2 A treiben kann. Ausgangsspannungen bis zur Größe von $\pm$ 12 V sollen innerhalb weniger Zehntel von Mikrosekunden ein- oder ausgeschaltet werden.

Der Verstärker treibt zwei Gegentaktspulen einer Ablenkeinheit (s. Bild 7), die das Feld erzeugt. Eine ebenfalls von diesem Feld durchflossene Meßspule liefert eine Ausgangsspannung, die der Änderungsgeschwindigkeit der Induktion proportional ist. Ziel der Anordnung ist es, die vom Stromgenerator eingespeisten Ströme zu integrieren, d. h., die Änderungsgeschwindigkeit des Feldes soll dem Eingangsstrom proportional sein.

Auf Grund der Betrachtungen über die Bildfehler (0,2 mm Abweichung bei 20 ms Bildzeit und einer Empfindlichkeit der Meßspule von 3 μVs/mm) ergibt sich eine zulässige Drift von 30 μV.

Die Verstärkung des Hauptverstärkers kann wegen der geforderten dynamischen Parameter und auch wegen der ungünstigen dynamischen Kopplungsbedingungen im Ablenksystem nicht größer als etwa 10^3 gewählt werden. Damit ergeben sich bei mittleren Ausgangsspannungsänderungen von etwa 3 V statische Steuerspannungen am Eingang von etwa 3 mV. Diese Spannungen allein sind ungeachtet echter Driftspannungen um zwei Größenordnungen zu hoch. Hier bietet ein negativer Widerstand einen Ausweg.

Bild 7 zeigt die Gesamtschaltung. Der durch den negativen Widerstand zu kompensierende Wert ist R_{11}. Die angegebene Schaltung ($R_{11} = R_{12}$, $R_{21} = R_{22}$) erfüllt diese Bedingung. Da hier eine genaue Anpassung des negativen Widerstandes erforderlich ist (Genauigkeit etwa 10^{-3}), wurde er mit Hilfe von R_3 abgleichbar gemacht. Der Grad der Übereinstimmung kann durch Verändern der Einstellung von R_4 überprüft

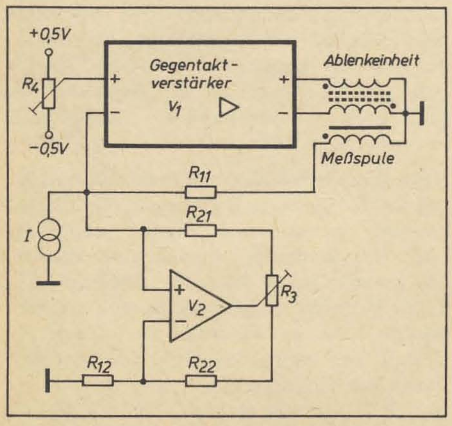


Bild 7: Driftarmer integrierender Leistungsverstärker für eine Ablenkeinheit

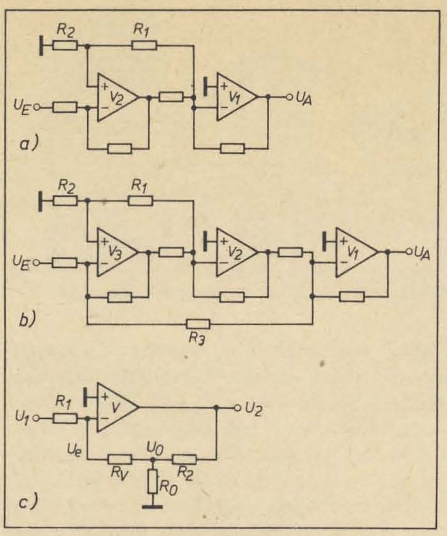


Bild 8: Spezielle Verstärkeranordnungen

werden, denn bei idealer Einstellung darf die Drift des Gesamtsystems nicht von der Drift des Verstärkers V_1 abhängen. Der Verstärker V_2 ist ein driftarmer Operationsverstärker, dessen Offsetspannung kompensiert wurde.

Die Eingänge des Verstärkers V_1 sind hochohmig (MOSFET). Die praktischen Ergebnisse zeigen, daß der gewünschte Effekt erreicht wird.

Spezielle Probleme

Aus den bisherigen Ausführungen geht hervor, daß es eine große Vielfalt von Anwendungsmöglichkeiten, aber auch Lösungsmöglichkeiten für die dargestellten Zusammenhänge und Probleme gibt. Das soll noch durch die folgenden Erläuterungen belegt werden.

Bild 8a zeigt, wie ein gegebenenfalls vorhandener Vorverstärker zur Erzeugung des negativen Widerstandes herangezogen werden kann. Hier geschieht das z. B. durch die eingezeichnete Rückkopplung R_1, R_2. Bei richtiger Dimensionierung dieser Widerstände ist z. B. die Spannung U_A von der Spannung am positiven Eingang von V_1 und somit auch von der Verstärkung von V_1 unabhängig.

Gleiches trifft für die Anordnung im Bild 8b für V_1 und V_2 zu. V_2 wird hier durch die Widerstände R_1 und R_2 idealisiert, wogegen der negative Widerstand für V_1 durch R_3 erzeugt wird. Eine Kopplung von V_1 und V_2 nach Bild 8a ist hier jedoch nicht möglich, da der positive Eingang von V_2 durch R_1 und R_2 unempfindlich gemacht wurde.

Eine weitere Verstärkeranordnung zeigt Bild 8c. Ihr Verhalten wird durch die Gln. (6) und (7) beschrieben.

$$\frac{U_1 - U_e}{R_1} - \frac{U_e - U_0}{R_V} = 0 \tag{6}$$

$$\frac{U_e - U_0}{R_V} + \frac{U_2 - U_0}{R_2} = \frac{U_0}{R_0} \tag{7}$$

Durch Umformen beider Gleichungen ergibt sich

$$\frac{U_1}{R_1 + R_V} + \frac{U_2}{R_2} = U_0\left(\frac{1}{R_0} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_1 + R_V}\right) \tag{8}$$

Diese Schaltung geht bei $R_V = 0$ in die im Bild 1 dargestellte Grundschaltung über, vgl. Gl. (1). Andererseits ergibt sich auch hier unter Beibehaltung von R_V ein ähnliches Ergebnis, wenn R_0 nach Gl. (9) bestimmt wird.

$$R_0 = -\left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_1 + R_V}\right)^{-1} \tag{9}$$

Unter dieser Bedingung ist also auch hier die Gesamtverstärkung U_2/U_1 des Systems von den Eigenschaften des Verstärkers unabhängig. Die Aufteilung von R_1 und R_V kann also in weiten Grenzen variiert werden, ohne daß sich die Eigenschaften der gesamten Anordnung ändern (unter Umständen werden jedoch die Anforderungen an die Aussteuerbarkeit des negativen Widerstandes R_0 sehr hoch). Für die Gesamtverstärkung ist lediglich wichtig, an welcher Stelle der Widerstandskette R_0 angeschlossen wird. Besondere Eigenschaften hat die Schaltung dann, wenn $R_V = R_2/V$ ist. In diesem Fall wird nach Gl. (7) U_0 zu Null. Das hat wiederum zur Folge, daß nach Gl. (8) das Zuschalten von R_0 keine Änderung der Gesamtverstärkung bewirkt. U_0 ist in dieser Anordnung nur dann nicht Null, wenn sich diese Verstärkung ändert oder wenn eine Eingangsspannungsdrift auftritt. In diesem Fall allerdings kommt R_0 voll zur Wirkung und korrigiert die entstandenen Fehler. Bezüglich R_0 bietet diese spezielle Anordnung zwei Vorteile: Zum ersten ist die Aussteuerung von R_0 minimal, da auch bei Aussteuerung des Verstärkers nur Abweichungen von der normalen Eingangsspannung zu kompensieren sind, zum zweiten ist der Einfluß einer Veränderung der Größe von R_0 hier am geringsten, wie durch Auswertung der Gl. (8) zu erkennen ist.

Abschließend sollen noch einige Bemerkungen zur Einstellung des negativen Widerstandes gemacht werden.

In den meisten Fällen ist ein Abgleich notwendig, um ein optimales Ergebnis zu erzielen. Dieser Abgleich kann nach den unterschiedlichsten Kriterien erfolgen. So kann z. B. eine künstliche Eingangsdrift erzeugt und der Wert so eingestellt werden, daß eine Veränderung dieser Driftspannung keinerlei Wirkung hat. Bei der im Bild 7 gezeigten Schaltung kann mit R_4 eine Offsetspannung eingestellt werden. Wird besonderer Wert auf Linearität gelegt, kann z. B. die Kreuzmodulation bestimmt und diese zu Null gemacht werden. In manchen Fällen ist es auch möglich, den Ausgangswiderstand einer Anordnung genügend genau zu messen und diesen auf Null abzugleichen. Diese Methoden sind zwar sehr verschieden, sie müssen jedoch alle zur gleichen Einstellung für den negativen Widerstand führen.

Literatur

Kahlenbach, M.: Schaltungsanordnung zur Linearisierung und Stabilisierung von gegengekoppelten Verstärkern. DD-WP 118 359

Das Farbfernsehsystem PAL

Teil 5 und Schluß

Dipl.-Ing. GÜNTHER HORNHAUER

Mitteilung aus dem VEB Zentrallaboratorium für Rundfunk- und Fernsehempfangstechnik Dresden

5.2.5. Synchrondemodulator

Einleitend sollen einige allgemeine Erläuterungen zur Synchrondemodulation gegeben werden. Im Bild 32 sind die Verhältnisse bei verschiedenen AM-Modulationsverhältnissen dargestellt. Unter a) ist die angenommene NF-Spannung und unter b) das AM-Modulationsprodukt dargestellt. Die NF kann hierbei durch normale Hüllkurvengleichrichtung gewonnen werden. Bild 32c zeigt die Verhältnisse bei der AM-Modulation mit Trägerunterdrückung, für die ein 180°-Phasensprung bei Durchgang der NF durch die Nullinie des Modulationssignals typisch ist. Eine Hüllkurvendemodulation ist hier nicht anwendbar.

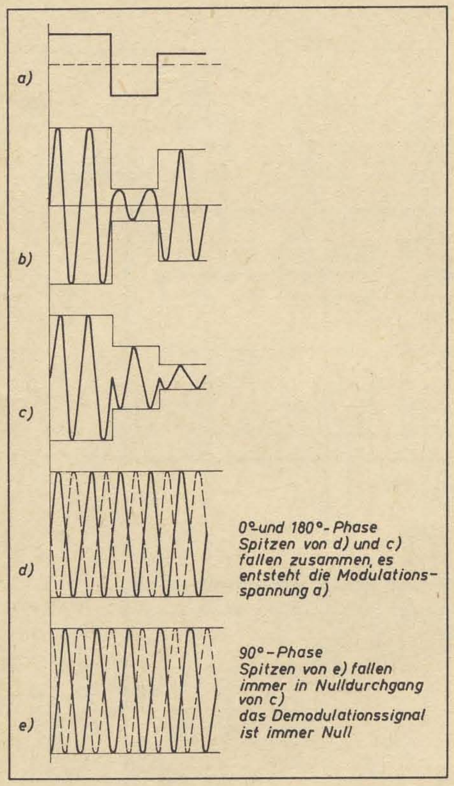


Bild 32: Synchrondemodulator mit Trägerzusatz. a) Modulationssignal; b) AM mit Träger; c) AM mit Trägerunterdrückung; d) phasenrichtiger Trägerzusatz; e) um 90° phasenverschobener Trägerzusatz

Wenn der Träger phasengleich und im Gegentakt zur Verfügung steht, kann eine Abtastung (Spitzenwertgleichrichtung) des Modulationsproduktes vorgenommen werden, wobei durch Anwendung der Gegentaktschaltung die Polaritätsumkehr des NF-Signals mit zu ermitteln ist.

Mathematisch läßt sich die Synchrondemodulation mit Hilfe der Gl. (3.3) wie folgt erklären: Das komplette Signal $F = U \sin\Omega t \pm V \cos\Omega t$ wird mit dem Trägerzusatz $\sin\Omega t$ muliplíziert. Unter Anwendung der trigonometrischen Beziehungen ergibt sich dabei:

$$U_{Demod} = \frac{U}{2} - \frac{U}{2}\cos 2\Omega t \pm \frac{V}{2}\sin 2\Omega t \qquad (5.1)$$

Die mit $2\Omega t$ behafteten Ausdrücke (doppelte Farbträgerfrequenz) können durch Tiefpässe unterdrückt werden, und es bleibt nur das Modulationssignal U übrig. Prinzipiell ändert sich auch an diesem Sachverhalt nichts, wenn die V-Komponente im Laufzeitdemodulator bereits unterdrückt wird.

Zur Gewinnung der V-Komponente ergibt sich dann entsprechend

$$V_{Demod} = (U \sin\Omega t \pm V \cos\Omega t)\cos\Omega t$$
$$= \frac{U}{2}\sin 2\Omega t \pm \frac{V}{2} \pm \frac{V}{2}\cos 2\Omega t \qquad (5.2)$$

Die Synchrondemodulatoren werden im Bild 29 durch Fi_1, C_{24}, D_2, D_3 und R_{37} bis R_{39} für R-Y und Fi_2, C_{36}, D_6, D_7 und R_{52} bis R_{54} für B-Y gebildet.

Der Farbträger wird jeweils an einem Ende der Bifilarspule eingespeist und steht am anderen in der Gegenphase zur Verfügung.

Das modulierte Farbartsignal gelangt über die Verstärkertransistoren T_6 und T_7 jeweils an den Verbindungspunkt der Dioden, an denen gleichzeitig die Gleichspannung für den Arbeitspunkt des nachfolgenden RGB-Matrixschaltkreises A 230 D eingespeist wird. Das demodulierte Signal wird am Arbeitswiderstand über R_{38} (bzw. R_{53}) entnommen. Mit Hilfe dieser Regler kann die Arbeitspunktspannung so symmetriert werden, daß der Schwarzwert bei PAL nicht verfälscht wird. Über Sp_7, C_{27} bzw. Sp_8, C_{39} werden die Trägerreste unterdrückt. Mit R_{35} kann die Amplitude von R-Y und somit das Verhältnis von R-Y zu B-Y korrigiert werden.

Der Farbträger für den B-Y-Demodulator wird direkt vom Oszillator entnommen, zu diesem Zweck liegt das Filter Fi_2 im Kollektorzweig von T_{19}. Mit Fi_2 kann die B-Y-Phase eingestellt werden. Am Schwingkreis von Fi_2 (Bifilarspule) werden zwei um 180° versetzte Spannungen entnommen, die über C_{33} und C_{34} und R_{46} (einschließlich R_{45} und R_{47}) um etwa 70...80° phasengedreht werden. Über die Dioden D_4 und D_5, gesteuert durch die Flip-Flop-Impulse von T_{14} und T_{15}, wird jeweils die Farbträgerfrequenz mit der Phase 0° + 70...80° (+V) oder 180° + 70 bis 80° (—V) über T_8 an den Synchrondemodulator für R-Y gelegt (Fi_1). Die Restphasenverschiebung bis zu 90° wird durch Verstimmen von Fi_1 erreicht. Beide Synchrondemodulatoren sind ansonsten gleichartig aufgebaut.

5.2.6. Servicesignale, Serviceeinstellungen

In diesem Beitrag soll nur auf die Besonderheiten bei PAL eingegangen werden. Einstellungen wie Weißabgleich, Matrixabgleich usw. werden als bekannt vorausgesetzt [1] [2].

Neben der Einstellung der Frequenz sind besonders der Abgleich der Phasenlagen und des Laufzeitdemodulators PAL-typisch.

S e r v i c e s i g n a l e

Neben dem üblichen Farbbalkentestbild (z. B. 75-%-Farbbalken) sind besondere PAL-Signale für einen rationellen und genauen Abgleich der PAL-Dekoder zweckmäßig. Diese können im Testbild enthalten sein oder von Servicegeneratoren erzeugt werden. Mit diesen Sondersignalen wird der Grundgedanke verfolgt, daß die dargestellte Fläche beim abgeglichenen Empfänger unbunt erscheinen soll. Dies kann erreicht werden, wenn das Signal nur die Information +V enthält, die dann im Empfänger auf Grund der Umschaltung der V-Komponente von Zeile zu Zeile mit abwechselndem Vorzeichen erscheint. Soll dieser unbunte Effekt für die U-Komponente erzielt werden, so muß das U-Signal von Zeile zu Zeile mit abwechselndem Vorzeichen übertragen werden.

Im FuBK-Testbild sind diese Testfelder im unteren Teil nach den beiden Sägezahnsignalen (±V und +U) angeordnet. Dieses Testbild ist im Bild 33 schematisch dargestellt und in [9] [10] beschrieben.

S e r v i c e e i n s t e l l u n g e n

Die nachfolgend aufgeführten Abgleichoperationen sind zweckmäßigerweise in der angegebenen Reihenfolge durchzuführen. Sie beziehen sich auf das Bild 29, tragen aber allgemeingültigen Charakter.

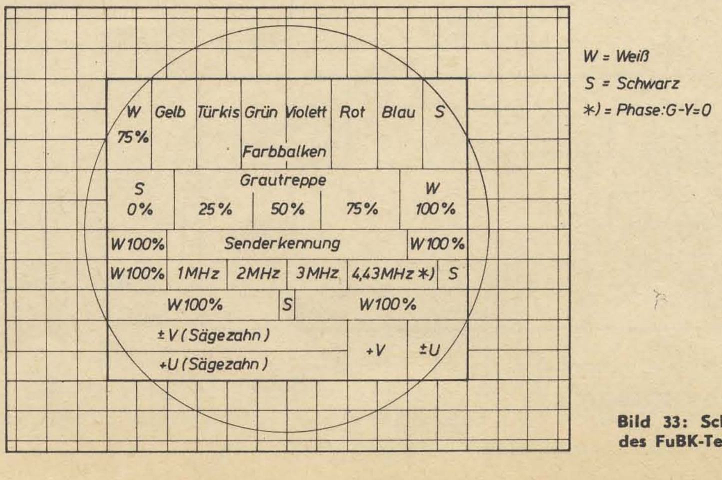


Bild 33: Schematische Darstellung des FuBK-Testbildes

● Einstellen der Farbträgerfrequenz

Dazu ist das Burstsignal zu entfernen (z. B. Kurzschluß von M 5 nach Masse) und mit dem Einstellorgan R_{85} die Farbträgerfrequenz auf den Sollwert einzustellen. Die Erfassung der Frequenz kann mit dem Zählfrequenzmesser erfolgen, der allerdings so angeschlossen werden muß, daß er selbst das Meßergebnis nicht beeinflußt. Der Farbkanal kann aber auch zwangsgeöffnet (z. B. Kurzschluß von M 4 nach Masse) und am Farbdifferenzsignalausgang eine Differenzfrequenz von nahe Null eingestellt werden (nahezu stehendes Bild). Ist im Oszillatorteil ein LC-Schwingkreis enthalten, so ist dieser auf maximale Amplitude abzugleichen. Nach Entfernen der Kurzschlüsse muß der Farbträgergenerator synchronisiert sein.

● Abgleich des Farbartverstärkers

Auf den Abgleich des Filters soll hier nicht mehr eingegangen werden. Hierbei und auch bei der Einstellung der automatischen Farbartverstärkungsregelung sind die Hinweise der Serviceunterlagen zu beachten.

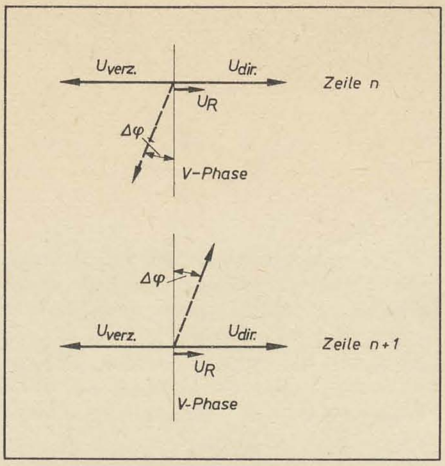


Bild 34: Erklärung der notwendigen Phasenverschiebung der Allgemeinphase beim Amplitudenabgleich des Laufzeitdemodulators

● Einstellung der Allgemeinphase und der 90°-Phase

Die Allgemeinphase ist an Kreisen einstellbar, die zwischen der Burstabtrennung und dem U-Demodulator (B-Y) liegen. Im Bild 29 sind das Fi_3 (Burstverstärker) und Fi_2 (B-Y-Demodulator), wobei beide im Bereich maximaler Amplitude liegen sollen. Kennzeichen der richtigen Einstellung ist das Verschwinden der Farbartinformation im Feld ±U. Die 90°-Phase (R-Y-Phase) wird mit Fi_1 eingestellt. Dazu wird das Feld +V am Empfänger auf „unbunt" eingestellt. Es sei hier bemerkt, daß es auch Schaltungskonzepte gibt, bei denen die R-Y-Phase als Bezugsphase herangezogen wird und die 90°-Phase am B-Y-Signal eingestellt wird.

Soll der Abgleich mit Farbbalken durchgeführt werden, so ist am B-Y-Ausgang zu oszillografieren und der Laufzeitdemodulator außer Betrieb zu setzen (z. B. durch Kurzschluß am Ausgang der Verzögerungsleitung). Das ist notwendig, damit das komplette F-Signal zum B-Y-Demodulator gelangen kann und sich eine Fehleinstellung der Phase durch das vorhandene R-Y-Signal, dessen Komponente von Zeile zu Zeile um 180° umgeschaltet wird, im demodulierten Signal auswirkt. Die Einstellung

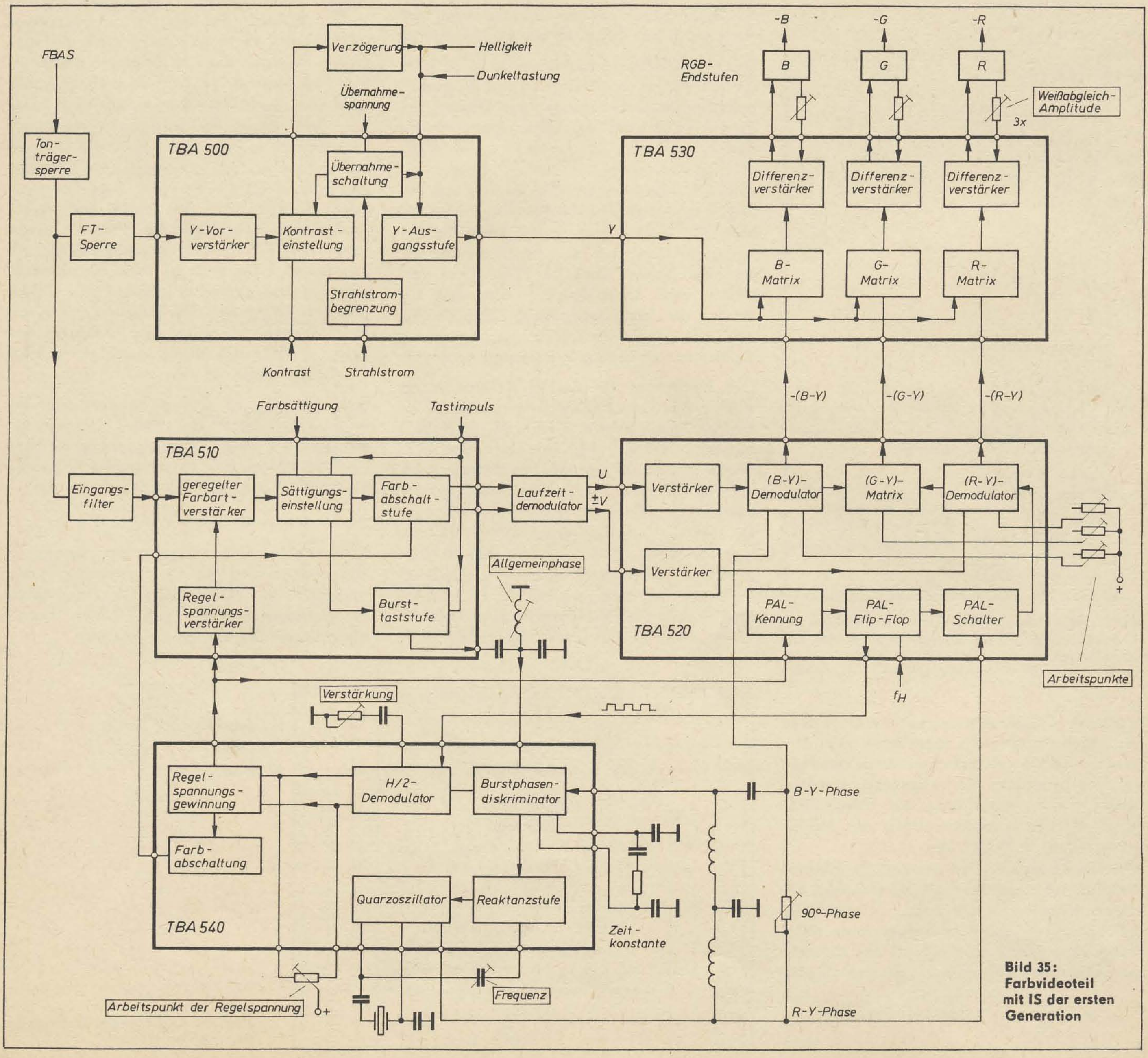


Bild 35: Farbvideoteil mit IS der ersten Generation

erfolgt demnach auf geringste Paarigkeit des demodulierten Signals. Zu beachten ist hierbei, daß durch das Außerbetriebsetzen des Laufzeitdemodulators die Ausgangsspannung auf etwa die Hälfte absinkt. Der Abgleich der 90°-Phase wird in analoger Weise am R-Y-Ausgang durchgeführt.

● Abgleich des Laufzeitdemodulators

Hierbei muß unterschieden werden zwischen Phasenabgleich (Korrektur der Laufzeit des verzögerten Signals) und Amplitudenabgleich (Amplitudengleichheit des verzögerten und direkten Signals).

Phasenabgleich

Liegt im verzögerten Signal ein Phasenfehler $\Delta\varphi$ vor, so tritt bei der Bildung der Komponenten V und U in jedem Fall ein alternierender Amplitudenfehler auf, der zu einer Paarigkeit führt. Mit Sp_5 und evtl. Sp_6 wird auf geringste Paarigkeit in den Feldern $\pm$V und U abgeglichen. Dieser Abgleich kann gleichermaßen auf die gesättigten Farben, d. h. auf die Farbbalken, bezogen werden.

Amplitudenabgleich

Zur Erklärung wird das Bild 34 herangezogen. Beispielsweise wird das Testfeld +U am Ausgang V betrachtet, bei dem sich bei optimaler Amplitudeneinstellung die beiden U-Komponenten (U_{div} und U_{verz}) gerade kompensieren. Ist das nicht der Fall, so entsteht die Komponente U_R, die aber bei optimaler V-Phase (90°) des Trägerzusatzes nicht ausgewertet wird. Wird der Trägerzusatz um $\Delta\varphi$ phasenverschoben, so ergibt sich von Zeile zu Zeile am V-Ausgang eine Paarigkeit. Gleiche Betrachtungen lassen sich auch für das Testsignal $\pm$V und Auswertung am U-Demodulator anstellen.
Mit R_{25} ist demnach bei etwas verstimmter 90°-Phase auf geringste Paarigkeit in den Feldern $\pm$V bzw. +U abzugleichen. Für den Abgleich mit dem Farbbalkentestsignal wird der gleiche Weg beschritten. Es ist dabei besonders darauf zu achten, daß vor dem Amplitudenabgleich der Phasenabgleich erfolgt sein muß.
Nach erfolgtem Amplitudenabgleich ist die 90°-Phase – wie oben beschrieben – wieder exakt einzustellen.

5.3. PAL-Dekoder mit IS der ersten Generation

Dieses Schaltungskonzept, dessen Blockschaltbild im Bild 35 dargestellt ist, wurde seit etwa 1972 im Farbfernsehempfänger eingesetzt. Es war das erste Konzept, bei dem sämtliche Kleinsignalstufen einschließlich Videoteil im PAL-Dekoder integriert wurden. Das FBAS-Signal gelangt über eine Tonträgersperre und eine Farbträgerfalle zum Leuchtdichtesignalverstärker TBA 500. Nach einer Vorverstärkung wird mit Hilfe der Kontrasteinstellung die Amplitude beeinflußt. Das Signal gelangt dann über eine außerhalb angeschlossene Verzögerungsleitung auf die Ausgangsstufe. Nach der Verzögerungsleitung werden die Pegel für die Helligkeitseinstellung und mögliche Dunkeltastimpulse eingekoppelt. Zusätzlich ist bei dieser IS die Strahlstrombegrenzung vorgesehen, die auf den Schwarzwert bzw. auf den Kontrast des Leuchtdichtesignals wirkt.
Weiterhin gelangt das FBAS-Signal über die Tonträgerfalle und das Eingangsfilter

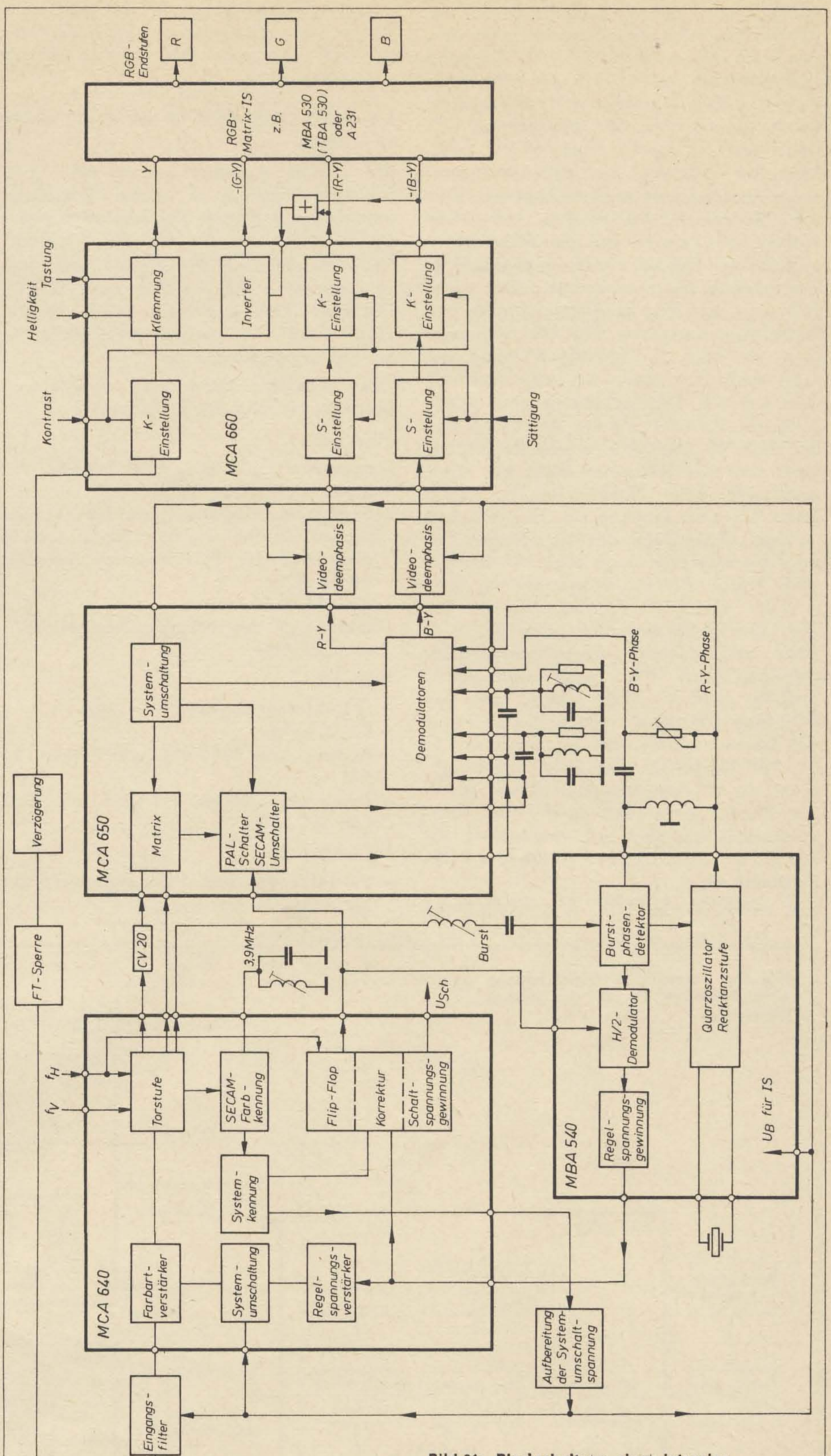


Bild 36: Blockschaltung eines integrierten SECAM-PAL-Dekoders

auf den Farbartsignalverstärker TBA 510. Hier wird das Signal über den geregelten Farbartverstärker auf eine Stufe zur Einstellung der Amplitude (Einstellung der Farbsättigung) geführt. Hier erfolgt auch die Bursttastung. Die Farbsättigungseinstellung darf dabei nicht auf die Burstausgangsamplitude wirksam werden. Das Farbartausgangssignal kann in der Endstufe zur Farbkanalabschaltung unterdrückt werden und gelangt dann zum Laufzeitdemodulator.
In der IS TBA 520 werden die geträgerten Signale U (B-Y) und $\pm$V (R-Y) mit aktiven Synchrondemodulatoren demoduliert. Neben dem PAL-Schalter und der PAL-Kennung enthält diese IS auch die G-Y-Matrix, so daß alle drei Farbdifferenzsignale zur Verfügung stehen. Der IS werden die Referenzträger für die Signale R-Y (Allgemeinphase) und B-Y (90°-Phase) zugeführt.
Die IS TBA 540 enthält den 4,43-MHz-Quarzoszillator, die Reaktanzstufe und den Burstphasendetektor. Der Burstphasendetektor erhält das Burstsignal von der

TBA 510 über einen Reihenresonanzkreis, mit dem die Allgemeinphase korrigiert werden kann, die als R-Y-Phase am Ausgang zur Verfügung steht. Durch den Bifilartrafo steht das Referenzsignal R-Y gegenphasig zur Verfügung. Über ein einstellbares RC-Glied läßt sich die 90°-Phase (B-Y) gewinnen. Die Glättung der Nachstimmspannung übernimmt ein äußeres Netzwerk. Das vom Burstphasendiskriminator kommende H/2-Signal (7,8 kHz) und der Mäanderimpuls aus der TBA 520 werden dem sog. H/2-Demodulator (Synchrondemodulator) zugeführt, aus dem eine Regelspannung für den Farbartsignalverstärker (TBA 510) abgeleitet wird, die auch zur PAL-Identifikation genutzt wird. Über einen weiteren Anschluß wird aus der Regelspannung eine Spannung zur Farbabschaltung gewonnen und der TBA 510 zugeführt. Diese Regelspannung wird bei fehlendem Burst auf +4 V eingestellt. Beim Nominalwert des Burst (etwa 1,5 V am Eingang der TBA 540) und richtiger Phasenlage des Umschalters beträgt die Regelspannung etwa 1 V. Bei falscher Phase wird die Regelspannung etwa +11 V, und der PAL-Schalter in der TBA 520 wird für eine Zeile blockiert.
Über entsprechende Farbträgersperrfilter gelangen nun die Farbdifferenzsignale —(B-Y), —(G-Y) und —(R-Y) auf den RGB-Matrixschaltkreis TBA 530. Dazu wird den Demodulatoren bzw. der G-Y-Matrix in der TBA 520 jeweils eine Spannung aufgeprägt, die zur Arbeitspunkteinstellung dient. Die Amplitudenverhältnisse der drei Farbdifferenzsignale sind fest vorgegeben. An die IS TBA 530 schließen sich die drei RGB-Endstufen an.
Das gesamte Konzept ist durchgängig gleichspannungsgekoppelt. In einer Variante dieses Konzeptes sind die Funktionen der TBA 500 und TBA 510 in der IS TBA 560 zusammengefaßt.

5.4. PAL-SECAM-Dekoder mit IS der ersten Generation

Bei diesem Konzept werden PAL- und SECAM-Funktionen in einem Schaltkreis miteinander verknüpft. Realisiert wird dieser Dekoder mit den IS MCA 640, MCA 650, MCA 660 und MBA 540 (Tesla). Das stark vereinfachte Blockschaltbild zeigt Bild 36. Die Beschreibung erfolgte bereits in [12] [13], so daß hier nur das Wesentliche zusammengefaßt werden soll.

Die einzelnen integrierten Schaltungen übernehmen folgende Funktionen:

MCA 640
- geregelter Farbartverstärker bei PAL
- Signalbegrenzung bei SECAM
- Systemerkennungsschaltung zur automatischen Umschaltung (Das Signal muß in einer äußeren Verstärkerstufe verstärkt werden.)
- SECAM-Farbkennung
- Erzeugung des Mäanderimpulses (PAL und SECAM)

MCA 650
- SECAM-Kreuzschalter
- PAL-Schalter
- Addier- und Subtrahierschaltungen für PAL
- Demodulatoren für R-Y und B-Y (PAL und SECAM)

MCA 660
- Verstärkungs- und Sättigungseinstellung der Farbdifferenzsignale
- Verstärkung und Kontrasteinstellung des Y-Signals, wobei die Kontrasteinstellung auch auf die Farbdifferenzsignale wirkt und damit der Gleichlauf sichergestellt ist
- Klemmung des Y-Signals
- Arbeitspunkteinstellung des Y-Signals (Helligkeitseinstellung)
- Inverter für das G-Y-Signal

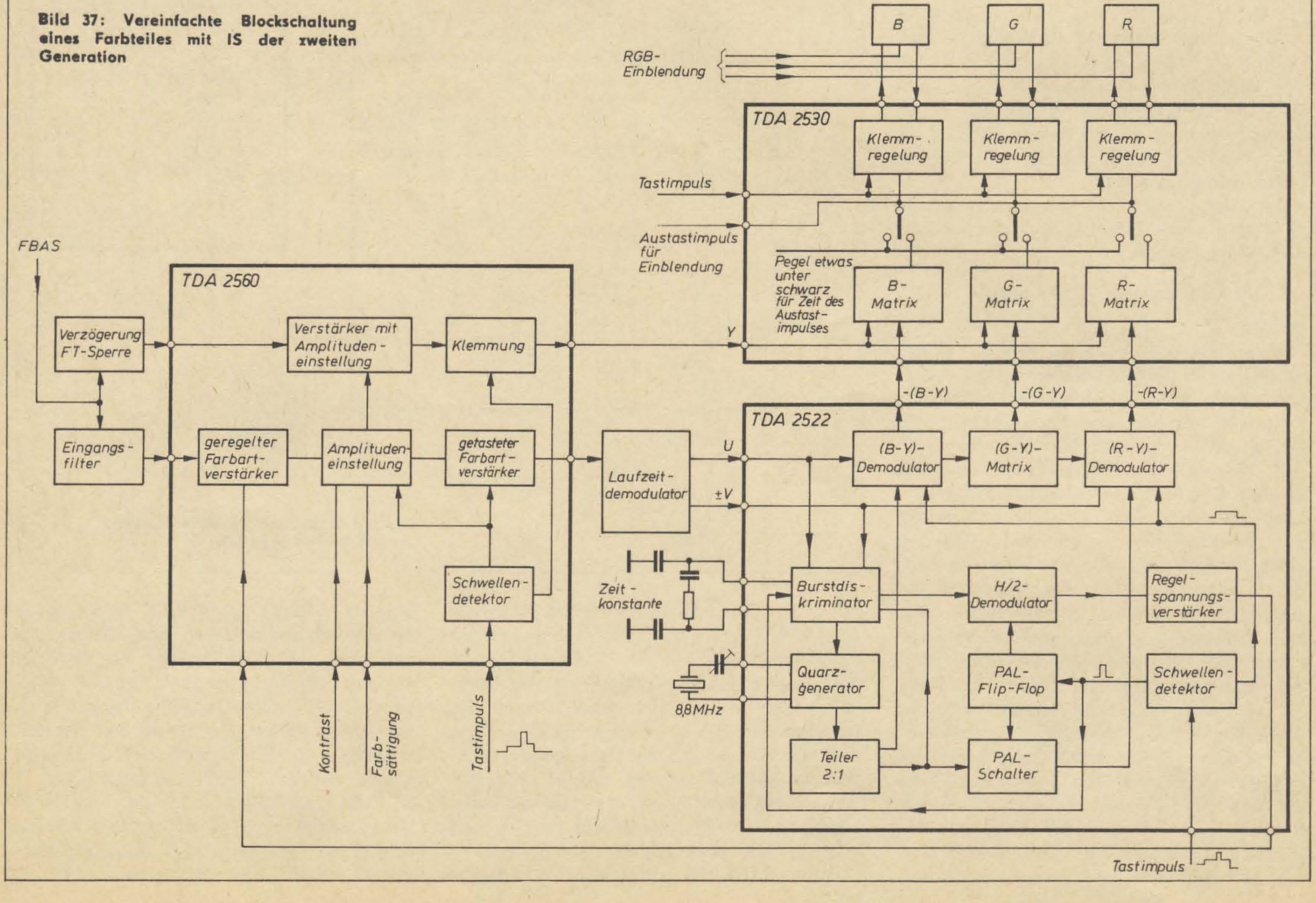
Zwischen der MCA 650 und der MCA 660 sind die Matrizierung für G-Y und die abschaltbare Video-Deemphasis (nur bei SECAM wirksam) anzuordnen. Es sei weiterhin darauf hingewiesen, daß die Instabilität der Schwarzwerte der von der MCA 660 gelieferten Farbdifferenzsignale eine Klemmung dieser Signale erforderlich macht.
Die Funktion der MBA 540 wurde bereits unter 5.3. erläutert.

5.5. PAL-Dekoder mit IS der zweiten Generation

Die zweite Generation IS ist gegenüber der ersten Generation durch folgende Merkmale gekennzeichnet:
- Zusammenfassung von mehr Funktionen in einer IS
- Verringerung der äußeren Beschaltung
- bessere Abstimmung der IS untereinander
- verringerter Abgleichaufwand.

Das stark vereinfachte Blockschaltbild eines derartigen PAL-Dekoders ist im Bild 37 dargestellt.
Die Leuchtdichte-Farbart-Kombination TDA 2560 läßt sich in zwei Funktionsgruppen untergliedern. Im Zuge der Leuchtdichtesignalverarbeitung kann festgestellt werden, daß die Verzögerungsleitung vor

Bild 37: Vereinfachte Blockschaltung eines Farbteiles mit IS der zweiten Generation



dem Eingang angeordnet ist, die Kontrasteinstellung auch auf das Farbartsignal wirkt und das Y-Signal geklemmt wird. Der Farbartkanal enthält den geregelten Farbartverstärker, die Einstellung von Kontrast und Sättigung und den Endverstärker, der den Laufzeitdemodulator (außerhalb der IS) speist. Eine Burstaustastung erfolgt hierbei nicht, es wird lediglich sichergestellt, daß die Kontrast- und Sättigungseinstellung nicht auf den Burst wirkt. Der IS wird ein spezieller Tastimpuls (Sandcastle-Impuls) zugeführt, der in der Horizontalkombination TDA 2590 erzeugt wird. Dieser Impuls ist zweifach gestockt, er enthält einen breiten Austastimpuls und einen schmalen Tastimpuls, der in die Zeit des Burst fällt.
In der IS TDA 2522 sind die gesamte Farbträgeraufbereitung, die Farbkennung, die Regelspannungserzeugung, die Farbdemodulatoren und die G-Y-Matrix enthalten. Dabei wird der Farbträger mit der doppelten Farbträgerfrequenz aufbereitet (etwa 8,8 MHz), um durch Teilung immer eine exakte 90°-Phase zu erhalten. Der Burst wird intern aus den vom Laufzeitdemodulator erzeugten Signalen herausgetastet. Als Tastimpuls wird auch hier der gestockte Impuls genutzt.
Im Schaltkreis TDA 2532 ist die RBG-Matrix enthalten. Neben der Austastung für eine Einblendung digitaler RGB-Signale (für farbige Einblendungen von Programmziffer, Uhrzeit u. a.) in die Endstufen enthält diese IS eine Klemmregelschaltung, die die RGB-Endstufen einbezieht.

5.6. Perspektive

Bereits jetzt ist abzusehen, daß künftig eine weitere Zusammenfassung von IS in der sog. dritten Generation erfolgen wird, die von folgenden Aspekten bestimmt ist:

– Zusammenfassung aller Videoverstärkerfunktionen (außer den Endstufen) mit der Möglichkeit, analoge und digitale RGB-Signale einblenden zu können (Bild im Bild, Dia-Abtaster, Teletext, Bildschirmspiele usw.), die von der Kontrasteinstellung mit beeinflußt werden
– Zusammenfassung aller Funktionen des PAL-Dekoders auf einem Chip (aufbauend auf der zweiten Generation)
– Zusammenfassung aller Funktionen des SECAM-Dekoders auf einem Chip (unter Anwendung des PLL-Prinzips)
– Ausnutzung einer Verzögerungsleitung für beide Dekoder
– Anwendung eines dreigestockten Impulses, der Informationen zur Bursttastung, H-Tastung und V-Tastung enthält.

Literatur

[7] Hartwich, W.: Einführung in die Farbfernseh-Servicetechnik (Band I). Eindhoven: Philips Technische Bibliothek 1964
[8] Service-Mitteilung zum PAL-Dekoder 1202.03-35.00. VEB FSG Staßfurt
[9] Kontrolle und Einstellung von Schwarz-Weiß- und Farbfernsehempfängern mit Hilfe des elektronischen Testbildes. Funktechnik 25 (1970) H. 23, S. 938
[10] Schedel, W.: Testbildvorschläge für das Farbfernsehen. Funktechnik 22 (1967) H. 13, S. 474 bis 476
[11] Service-Mitteilung zum SECAM-PAL-Dekoder (MCA-Konzept). VEB FSG Staßfurt
[12] Stríček, T.: Neue Schaltkreise für TV-Geräte. radio fernsehen elektronik 28 (1979) H. 2, S. 111 bis 115
[13] SECAM-PAL-Dekoder. radio fernsehen elektronik 28 (1979) H. 6, S. 369–375

Wir lernten kennen

HiFi-Fonoautomat PA 225

Seit einiger Zeit ist der neue Fonoautomat PA 225 aus dem VEB Phonotechnik Zittau im Handel. Wir hatten Gelegenheit, ihn während eines Vierteljahres kennenzulernen. Es handelt sich um ein Zargengerät mit eingebautem Entzerrervorverstärker für das eingesetzte Magnetsystem. Der PA 225 ist HiFi-tüchtig, wir veröffentlichten eine ausführliche Gerätebeschreibung mit Stromlaufplan und technischen Daten in [1]. Mehrere neue Eigenschaften kennzeichnen das Gerät:

- Vollautomatikbetrieb, mit dem alle heute üblichen Schallplattendurchmesser automatisch erfaßt werden
- Verwendung einer umfangreichen digitalen Elektronik zur Steuerung der Automatik
- alle Funktionen (einschließlich Netz) werden mit Hilfe von Sensortasten geschaltet
- Anzeige der Betriebszustände mit LEDs
- neues HiFi-tüchtiges Magnetsystem MS 25 SD.

Am auffälligsten ist für den Nutzer die vollelektronische Steuerung aller Funktionen. Das Gerät erkennt selbständig über einen Optokoppler, der sich unter dem Plattenteller befindet, den Schallplattendurchmesser und bestimmt danach die zu wählende Geschwindigkeit und den Einsatzpunkt für das Aufsetzen des Abtasters. Sollen Schallplatten mit heute nicht mehr üblichen Durchmessern (z. B. 25 cm) abgespielt werden, läßt sich die Automatik ausschalten, und Einsatzpunkt und Geschwindigkeit lassen sich manuell wählen. Im Automatikbetrieb wird der Tragarm von einem Synchronmotor angetrieben, der alle horizontalen und vertikalen Bewegungen veranlaßt, bis der Abtaster die Schallplattenrille erreicht hat. Mit dem etwa 2 kg schweren Plattenteller wurde relativ geringer technologischer Aufwand getrieben. An seiner Unterseite befinden sich zwei Blendenpaare, die durch je zwei durch den Plattenteller reichende Mikrostößel betätigt werden und dem Optokoppler den Durchmesser der aufgelegten Schallplatte (17,5 cm oder 30 cm) signalisieren. Ebenfalls an der Unterseite befinden sich zwei Stroboskopteilungen für die Nenndrehzahlen 45 U/min und 33 U/min, die von einer netzgesteuerten Glimmlampe beleuchtet werden und über einen Spiegel zu erkennen sind.
Der Antrieb des Plattentellers erfolgt mit Hilfe einer Pese durch einen von einem Oszillator gesteuerten Synchronmotor. Der Gleichlauf des Plattenspielers ist außerordentlich hoch, auch Rumpelgeräusche traten nicht auf. Bemerkenswert war allerdings, daß das Stroboskop geringe Unterschiede der Umdrehungsgeschwindigkeit nach längerem Aus-Zustand anzeigte. Abweichungen konnten mit der Feinregelung korrigiert werden.
Besonders hervorzuheben ist die Plattentelleraufhängung, die eine außerordentlich hohe Trittschallfestigkeit gewährleistet. Der PA 225 wurde in dieser Hinsicht unter extrem ungünstigen Bedingungen betrieben, ohne daß es auch nur einmal vorkam, daß der Abspielvorgang durch Erschütterungen gestört wurde. Da der NF-Kanal erst aufgesteuert wird, wenn der Abtaster die Plattenrille erreicht hat, treten auch keine Aufsetzgeräusche auf.
Der PA 225 kann auch mit geschlossener Haube betrieben werden. Sie ist in beliebiger Stellung arretierbar.
Durch all die genannten Eigenschaften ist ein die Platten schonender Abspielvorgang möglich. Einziger bemerkter Mangel am Testgerät war das relativ laute Motorgeräusch bei 33 U/min, das besonders bei leisen Musikstellen störend wirkte.

Gesamteinschätzung

Der PA 225 zeichnet sich durch einen hohen Bedienungskomfort aus. Dieser wurde mit Hilfe einer umfangreichen Digitalelektronik realisiert. Die technischen Daten lassen keine Wünsche offen; das Gerät hält in allen Punkten, was der Hersteller verspricht [1]. Die Gleichlauf- und Wiedergabeeigenschaften sind vorzüglich. Natürlich kommen sie erst dann voll zur Geltung, wenn auch alle anderen Teile der Wiedergabeanlage ebenfalls HiFi-Ansprüchen genügen.

Bemerkungen des Herstellers

Das bei dem Gerät aufgetretene Motorgeräusch bei 33 U/min wurde vermutlich durch Anliegen einer Leitung am Antriebsmotor oder durch eine Befestigungsschraube übertragen. Dieser Fehler ist wahrscheinlich auf dem Transport entstanden, da bei der Endkontrolle auf derartige Erscheinungen geachtet wird. Die Leitungen werden jetzt im Gerät besonders festgelegt und die weiche Motoraufhängung besonders beachtet.
Nach unseren Entwicklungsergebnissen ist der Generator sehr frequenzstabil, auch nach längeren Pausen, so daß wir vermuten, daß die festgestellte Drehzahlabweichung durch Abweichungen der Netzfrequenz, die ja zur Ausleuchtung des Stroboskops benutzt wird, scheinbar entstanden ist.

Literatur

[1] Halank, W.: HiFi-Fonoautomat PA 225. radio fernsehen elektronik 28 (1979) H. 10, S. 659–663

Fotoelektrische Blitzauslösung

Durch Lichteinwirkung eines Steuerblitzes läßt sich mit der im Bild 1 gezeigten Schaltung ein Zweitblitz auslösen. Die am Steuerkontakt des Blitzgerätes vorhandene Ruhespannung in der Größenordnung von 150 V wird dabei zur Speisung der Auslöseelektronik herangezogen. Die sich ergebende Zeitkonstante für Blitzbereitschaft ist vertretbar. Abhängig vom Innenwiderstand des Blitzgerätes (vom Steuerkontakt aus betrachtet) bleibt sie für die meisten Zwecke noch klein genug. Sie läßt sich bei Bedarf verringern, wenn – wie im Mustergerät – die Elektronik Bestandteil des dann nur noch fotoelektronisch zündbaren Blitzgerätes wird. Dann entfällt der nach außen führende Kontakt, und die Ladewiderstände brauchen nicht mehr nach sicherheitstechnischen Gesichtspunkten dimensioniert zu werden. So ergab sich im vorliegenden Fall (Bild 2) eine Wiederbereitschaftszeit von etwa 5 s.

Bei der im Bild 1 gegebenen Dimensionierung sprach der Zweitblitz noch an, wenn ein im Hauptkreis ebenfalls nach Bild 2 ausgelegter Steuerblitz, vom Zweitgerät abgewandt, in etwa 1 m Entfernung gegen eine etwa 2 m entfernte helle Wand strahlte. (Die Blitzröhre hatte keinen speziellen Reflektor, war nur in ein kupferkaschiertes Gehäuse eingebaut.) Durch größeren Verstärkeraufwand können diese Werte noch verbessert werden.

Die Empfindlichkeit der Anordnung gegenüber Umfeldhelligkeit ist klein und äußert sich nur darin, daß das Gerät bei zu großer Raumhelligkeit infolge Sättigung des Fototransistors nicht mehr anspricht. Das war z. B. beim Mustergerät erst der Fall, wenn der Fototransistor aus 20 cm Entfernung von einer 40-W-Lampe bestrahlt wurde. Bei Bedarf empfiehlt sich ein Zusatz nach Bild 3. Er benötigt allerdings eine externe Stromquelle (2 V genügen), kommt jedoch ohne Einschalter aus. Die Leuchtdiode beginnt bei etwa 1 V Spannung über dem Arbeitswiderstand des Fototransistors (einschließlich Basis-Emitterstrecke des Anzeigetransistors) zu leuchten, sie ist bei 2 V, dem Ansprechgrenzwert der Steuerung in der vorliegenden Dimensionierung, gut erkennbar.

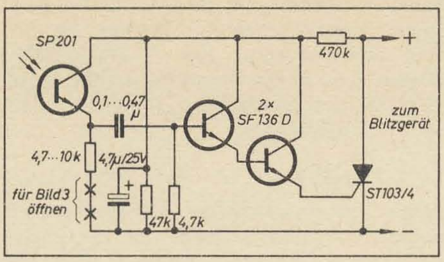


Bild 1

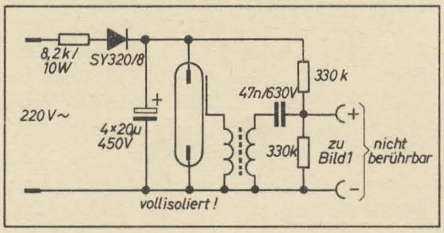


Bild 2

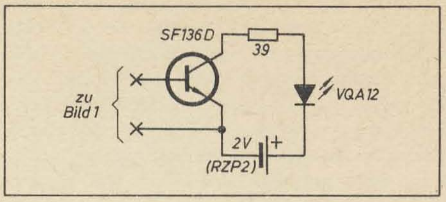


Bild 3

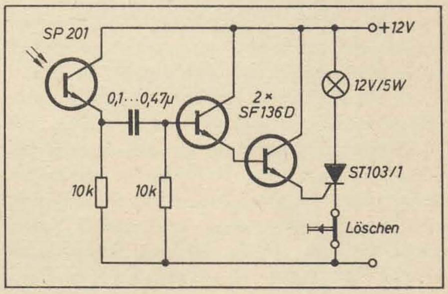


Bild 4

Die Unempfindlichkeit der Schaltung gegen konstante oder sich langsam ändernde Umgebungshelligkeit ergibt sich durch die RC-Kopplung des Fototransistorsignals an den Zündverstärker. Die Anwendung des Prinzips ist nicht auf den Einsatz in „Tochterblitzen" beschränkt. Beispielsweise kann man einen beliebigen, elektrisch schaltbaren Vorgang über dieses „Thyristor-Lichtrelais" durch einen Lichtimpuls einleiten. Für einen solchen Fall zeigt Bild 4 ein Dimensionierungsbeispiel für Niederspannung.

Klaus Schlenzig

Universeller Pegelprüfstift

HANS-JÜRGEN KNAACK

Zur Grundausstattung eines jeden Elektronikers, der sich mit der Entwicklung oder Reparatur digitaler Anlagen oder Geräte beschäftigt, gehört eine Einrichtung zur Überprüfung des Logikpegels.

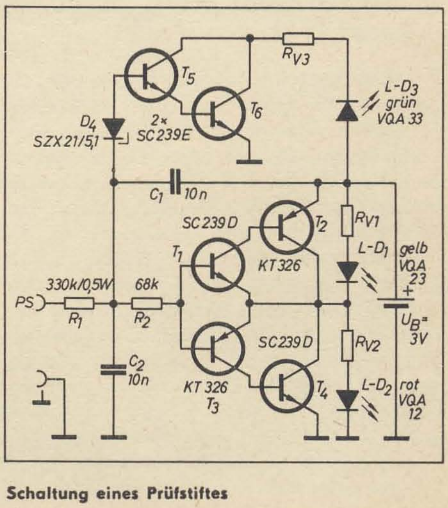
Der im folgenden vorgestellte Pegelprüfstift weist eine Reihe von Vorteilen auf:

- geeignet für mehrere Logikarten
- hoher Eingangswiderstand
- Einsatz einer internen Spannungsquelle
- geringe Stromaufnahme (im Ruhezustand nur sehr geringer Reststrom)
- hoher Überlastungsschutz (maximale Dauerspannung 220 V~ oder 300 V—)
- geringer Aufwand
- kein Abgleich erforderlich
- einsetzbar als hochohmiger Durchgangsprüfer.

Durch die in Gegentaktschaltungen betriebenen komplementären Darlingtontransistoren T_1, T_2 und T_3, T_4 werden ein hoher Eingangswiderstand und ein geringer Ruhestrom erzielt. Der geringe Ruhestrom macht einen Batterieschalter überflüssig. Auf Grund des großen Eingangswiderstandes

Tafel: Anzeige und Anschluß des Prüfstiftes bei verschiedenen Logikarten

Anschluß des Prüfstiftes	positive Logik PS an Meßpunkt Masse an 0 V des Prüfobjektes		negative Logik PS an 0 V des Prüfobjektes Masse an Meßpunkt	
Logikart	TTL	Si-RTL, z. B. Ursalog S, KME 3	p-MOS-Hochvolttechnik	Ge-DTL, z. B. Wemalog
H-Pegel	> 2,4 V	> 7 V	> –1 V	> –1 V
Anzeige	L-D_2 (rot)	L-D_2 + L-D_3 (rot + grün)	L-D_1 (gelb)	L-D_1 (gelb)
L-Pegel	< 0,4 V	< 0,5 V	< –10 V	< –5,5 V
Anzeige	L-D_1 (gelb)	L-D_1 (gelb)	L-D_2 + L-D_3 (rot + grün)	L-D_2 + L-D_3 (rot + grün)



Schaltung eines Prüfstiftes

und der hohen Gleichstromverstärkung kann R_1 hochohmig gewählt werden, so daß ein hoher Überlastungsschutz gewährleistet ist.

C_1 und C_2 verhindern HF-Einstrahlungen, verringern jedoch die obere Grenzfrequenz!

An den Gegentaktausgängen liegen die Lumineszenzdioden zur Pegelanzeige. Die Summe beider Flußspannungen dieser Dioden muß größer als die Batteriespannung sein, um ständiges Leuchten zu vermeiden. Gegebenenfalls müssen Si-Dioden in Reihe geschaltet werden. Die Vorwiderstände R_{V1} bis R_{V3} begrenzen den Strom durch die Leuchtdioden und sind so zu wählen, daß deren maximal zulässiger Strom nicht überschritten wird.

Wird die Prüfspitze an einen Pegel von 0...+0,4 V gegen Masse gelegt, steuern die Transistoren T_3 und T_4 durch. Damit fließt ein Strom durch L-D_1, und die Lumineszenzdiode leuchtet. Im entgegengesetzten Fall (Prüfspitze an +2,4...+5 V werden die Transistoren T_1 und T_2 angesteuert, und L-D_2 leuchtet.

Bei Spannungen über +5 V an der Prüfspitze beginnen die Transistoren T_5, T_6 über D_4 zu leiten, und L-D_3 leuchtet zusätzlich zu L-D_2 auf. L-D_3 zeigt Überspannungen an und wirkt als Indikator für andere Logikarten.

Bei Impulsen am Eingang leuchten L-D_1 und L-D_2 (bei Überspannung auch L-D_3) gleichzeitig auf. An der Intensität des Lichtes ist eine grobe Einschätzung der Frequenz sowie des Tastverhältnisses möglich. Die Tafel gibt eine Zusammenstellung über die Anzeige und den Anschluß des Prüfstiftes bei verschiedenen Logikarten.

Fachbücher

R. Wahl

Elektronik für Elektromechaniker

7., stark bearbeitete Auflage
VEB Verlag Technik Berlin 1979
376 Seiten, 309 Bilder, 46 Tafeln
Kunstleder 16,80 Mark
Bestellnummer 552 755 1

Wenn ein Buch in 13 Jahren sieben Auflagen erlebt, so ist dies wohl ein eindeutiger Beweis für die richtige Konzeption und die sorgfältige Arbeit, die Autor und Verlag bei der Herausgabe und Betreuung geleistet haben. Die 7. Auflage ist durch eine gründliche Bearbeitung dem technischen Fortschritt, neuen staatlichen Standards und dem SI angepaßt.

Das Buch ist wieder in die bewährten sechs Kapitel gegliedert, in denen einige mathematische Grundlagen (Dualzahlen, Schaltalgebra), Grundlagen der Elektrotechnik, Bauelemente (von passiven Bauelementen bis zu LSI-Schaltkreisen), Schaltungen (Stromversorgung, analoge und digitale Schaltungen, Generatoren) und Datentechnik (u. a. Datenerfassung und -übertragung, Zuverlässigkeit, Analog- und Digitalrechentechnik) behandelt werden. Im Anhang werden einige Tafeln zur Berechnung von Netz-Kleintransformatoren, zu logarithmischen Maßeinheiten und zum Übergang auf die neuen Schaltzeichen für logisch-binäre Elemente angegeben.

Hat man einmal Gelegenheit, einige ältere Auflagen mit der nun vorliegenden zu vergleichen, so wird daran die rasche, dynamische Entwicklung des Fachgebietes deutlich. Vieles hat an praktischer Bedeutung schon soviel Boden verloren (z. B. Elektronenröhren und die entsprechende Schaltungstechnik), daß darauf zugunsten modernster Bauelemente und Anwendungen verzichtet werden konnte und mußte. So fanden den Erfordernissen der Praxis Rechnung tragend hochintegrierte Schaltkreise und einige Ausführungen zu Mikroprozessoren und Mikrorechnern Aufnahme in dem Buch.

Dem leider viel zu früh verstorbenen R. Wahl ist es zu verdanken, einem breiten Leserkreis ein Standardwerk in die Hand gegeben zu haben, das seinen Platz nicht (nur) im Bücherschrank haben sollte, sondern das notwendiges und unmittelbares Arbeitsmittel sein möchte.

Das Buch, das zu Recht den Untertitel „Ein Handbuch" trägt, wendet sich an alle, die mit der Produktion, Wartung und Instandhaltung elektronischer Geräte und Anlagen zu tun haben, und stellt nicht zuletzt auch für alle Hobby-Elektroniker eine Fundgrube praktischer Hinweise und Dimensionierungen dar.

W. Friedrich

A. Möschwitzer und K. Lunze

Halbleiterelektronik

Lehrbuch
4., bearbeitete Auflage
VEB Verlag Technik Berlin 1979
576 Seiten, 413 Bilder, 11 Tafeln
Kunstleder 35,00 Mark
Bestellnummer 552 751 9

Das nicht nur in der DDR bekannte und viel benutzte Standardwerk der Halbleiterelektronik liegt nach der ersten Auflage 1973 nun schon in der vierten Auflage vor. Das ist einerseits begründet in der großen Nachfrage nach diesem Buch, das sowohl Studenten wie Lehrende, Praktiker wie Forscher gern benutzen, andererseits aber in der schnellen Entwicklung des Fachgebietes, die immer schon bald eine Überarbeitung und Ergänzung erfordert. Diese Überarbeitung und Ergänzung betrifft weniger die physikalischen Grundlagen der Stromleitung und ihrer Steuerung in Halbleiterstrukturen; dieser Komplex ist heute weitgehend abgeschlossen, gesichert und pädagogisch aufbereitet. Dieser Teil bildet nach wie vor den festen Kern des vorliegenden Buches.

Im ersten Kapitel wird der Stromfluß in Halbleitern physikalisch-mathematisch beschrieben. Dabei spielt die statistische Energieverteilung der Ladungsträger (Fermi-Niveau) und deren Beeinflussung eine zentrale Rolle. Ladungstransport durch Diffusion und Feld (Raumladung) und damit zusammenhängende Effekte werden beschrieben und bilden eine Grundlage für den im zweiten Kapitel behandelten pn-Übergang. Hier wird weiter die Strom-Spannungskennlinie mit ihren Sonderformen vorgestellt (Tunneldiode, Rückwärtsdiode, Fotodiode und LED, Solarzelle, Halbleiterlaser, IMPATT-Diode). Der Abschnitt über diese modernen Bauelemente wurde wesentlich überarbeitet. Das dynamische Verhalten (Schaltverhalten) von Dioden wird, wie üblich, mit der Ladungssteuertheorie analysiert. Dieser Ansatz ist, ähnlich wie bei den Transistoren, gut geeignet zum physikalischen Verständnis des Bauelement-Verhaltens. In der Schaltungsanalyse ist es jedoch nicht üblich, Frequenzgänge und Schaltverhalten/Sprungreaktion über Differentialgleichungen zu bestimmen, sondern mit der symbolischen Wechselstrommethode auf der Basis von RLC-Ersatzschaltbildern. Der Zusammenhang zwischen den Zeitkonstanten beim Schaltverhalten und den Elementen des Wechselstrom-Ersatzschaltbildes sollte daher noch mehr herausgearbeitet werden.

Das dritte Kapitel behandelt die Bipolartransistoren, ihre Kennlinien, ihr Wechselstrom- und Schaltverhalten, das thermische Verhalten und Rauschen wieder auf der Basis der physikalischen Theorie umfassend, aber auch entsprechend kompliziert. In diesem wie auch anderen ähnlichen Büchern (insbesondere im deutschsprachigen Bereich) vermißt man die abgerüsteten bis primitiven Ersatzschaltbilder der Transistoren, wie man sie für eine überschlägige Schaltungsanalyse, Arbeitspunkteinstellung oder Grenzfrequenzabschätzung völlig ausreichend verwenden kann.

Ebenso bedeutend und gehaltvoll ist das vierte Kapitel über die Feldeffekttransistoren. Dieses Bauelement, dessen Bedeutung in den letzten Jahren für diskrete und integrierte Schaltungen immer mehr gewachsen ist, wird physikalisch exakt und technisch verständlich dargestellt. Vermißt wird lediglich ein Abschnitt mit der Gegenüberstellung FET – Bipolartransistor, der in der ersten Auflage noch andeutungsweise vorhanden war. Zu bedauern ist auch, daß in der Bezeichnung der Elektroden der FETs (und damit auch in den Indizes) zwischen unseren Lehrbüchern und den TGL keine Einigkeit herrscht.

Das fünfte Kapitel gibt eine Einführung in die integrierten Schaltungen/Mikroelektronik. Zum Verständnis der Wirkungsweise, insbesondere parasitärer Effekte, ist die Kenntnis der Herstellungstechnologie wich-

tig, sie wird unter Einbeziehung moderner Entwicklungen (z. B. VMOS) behandelt. Dieses Kapitel enthält neue Abschnitte über CCD-Technik und integrierte Analog-Schaltkreise. Das ganze Kapitel ist nur als einführende Übersicht gedacht, trotzdem sind die Analogschaltkreise gegenüber den digitalen Schaltkreisfamilien etwas zu kurz weggekommen; so fehlt außer den „klassischen" Operationsverstärkern z. B. der BI-FET-Operationsverstärker, der heute international ersteren ablöst (und dessen Technologie).

Neu ist außerdem das ganze sechste Kapitel, das auf etwa vierzig Seiten Thyristoren, Leistungsgleichrichter, Mikrowellenbauelemente und optoelektronische Bauelemente behandelt. Auch einige Bemerkungen über HF-Leistungstransistoren sind zu finden. Ebenso wie die Einführung in die Mikroelektronik ist dieses Kapitel für die Verbindung zwischen physikalischen Wirkprinzipien und dem Stand der Technik sehr nützlich. Vielleicht sollte man sich für die Zukunft eine noch bessere Harmonie dieser beiden Aspekte der Realität wünschen und etwa zu den Kapiteln über Dioden, Bipolartransistor und FET je einen Abschnitt anfügen, der die Besonderheiten und Varianten in Technologie und Konstruktion sowie die daraus resultierenden Eigenschaften für die wichtigsten technischen Gruppen der Bauelemente herausarbeitet. Hier kann man auch zeigen, wo physikalisch-technische Grenzen liegen und wie bestimmte Kennwerte auf Kosten anderer „gezüchtet" werden.

Falls der Eindruck entstanden ist, das Buch sei überwiegend kritisiert worden, so ist das völlig falsch. Bei der Besprechung einer vierten Auflage überwiegen eben kritische Anmerkungen. Grundsätzlich sei bestätigt, daß es sich um ein ausgezeichnetes Lehrbuch auf Hochschulniveau und anspruchsvolles Nachschlagewerk handelt, das durch die Überarbeitung und Ergänzungen noch an Wert gewonnen hat. Die Darstellung ist in sich geschlossen und aufeinander abgestimmt.

H. Albrecht

W. Weller

Anwendung der Mikroelektronik in der Prozeßautomatisierung

Reihe Automatisierungstechnik Band 187
VEB Verlag Technik Berlin 1979
84 Seiten, 42 Bilder, 4 Tafeln
Broschur 4,80 Mark
Bestellnummer 552 670 0

Der vorliegende Band ist betont anwendungsorientiert und setzt sich das Ziel, Tendenzen der Mikroelektronik in der Prozeßautomatisierung darzustellen. Hierzu werden in den ersten zwei Kapiteln typische Schaltkreise (Mikroprozessoren, Halbleiterspeicher, Ein-/Ausgabemoduln) sowie die in der DDR angebotenen Mikrorechner und Mikrorechnersysteme (K 1510, K 1520) mit den wesentlichsten technischen Kenndaten und den Signalbezeichnungen vorgestellt. Darauf aufbauend werden Automatisierungskonzepte und moderne Kommunikationssysteme unter dem Einfluß der Mikroelektronik beschrieben. Die wesentlichsten Begriffe und Prinzipien der funktionellen Dekomposition und der räumlichen Dezentralisierung werden erläutert. Die beiden wichtigen Aufgabenstellungen, Binärsteuerungen und Prozeßregelungen, werden in ihren mikroelektronischen Umsetzungen als programmierbare Steuerungen und programmierbare digitale Regler in zwei Kapiteln etwas eingehender beschrieben. Algorithmen und ihre programmtechnischen Umsetzungen sind an Beispielen dargestellt. Folgerungen für die Systementwicklung, die Programmierung und die Projektierung, die sowohl die Automatisierungsgeräteindustrie als auch den Automatisierungsanlagenbau betreffen, werden in den beiden Schlußkapiteln gezogen.
Der Band bietet einen guten Überblick über die wesentlichsten Probleme. Die einzelnen Kapitel sind in ihrem Umfang abgewogen sowie klar und verständlich geschrieben. Die Produkte aus dem Aufkommen der eigenen Volkswirtschaft finden hier eine bevorzugte Berücksichtigung.

W. Fritzsch

Autorenkollektiv

Messung dynamischer Kennwerte integrierter Schaltkreise

(Izmerenie dinamičeskich parametrov integral'nych schem)

In russischer Sprache

Verlag Sowjetskoje Radio Moskau 1979
Ingenieur-Bibliothek Elektronika Band 20
104 Seiten, 83 Bilder, 3 Tafeln
Broschur 1,50 Mark

Mit der Entwicklung der integrierten Schaltkreistechnik steigen auch die Anforderungen an die entsprechende Meßtechnik. Damit der Geräteentwickler die Schaltkreiskennwerte laut Datenblatt voll nutzen kann, sind zwischen ihm und dem IS-Hersteller solche Meßschaltungen und Meßverfahren zu vereinbaren, die es gestatten, die Kennwerte reproduzierbar an beliebigen Orten zu messen. In der Praxis bewährt haben sich Meßprinzipien, bei denen der Prüfling unter einsatznahen Bedingungen betrieben wird. Das trifft besonders auf die Belastung des Prüflings und die Konstanz der Betriebsbedingungen zu. Mit der Zunahme des Integrationsgrades der IS kommt den automatisierbaren Meßverfahren eine wachsende Bedeutung zu.

In der vorliegenden Broschüre sind die bekanntesten Meßverfahren aus der Fachliteratur in drei Hauptabschnitten zusammengefaßt. Die Autoren unterscheiden

- Zeitmeßverfahren mit und ohne geeichten Zeitmaßstab
- Amplitudenmeßverfahren
- automatisierbare Meßverfahren zur Ermittlung statistischer und dynamischer Kennwerte.

Jedem Hauptabschnitt ist eine Klassifikation der berücksichtigten Meßverfahren vorangestellt. Die sich daran anschließende Diskussion der Meßverfahren wird anhand von Blockschaltbildern und einigen Teilstromlaufplänen vorgenommen. Auf Grund des geringen Seitenumfanges mußten sich die Autoren kurz fassen und an vielen Stellen auf die Originalliteratur verweisen. Die Ausführungen reichen aber aus, um in der Entwurfsphase eines Schaltkreisprüfgerätes eine qualifizierte Entscheidung über den Einsatz des einen oder anderen Meßverfahrens treffen zu können. Die 101 verwerteten Schriften aus der internationalen Fachliteratur erübrigen alle weiteren Recherchen.

Zum Verständnis des gebotenen Stoffes sind Kenntnisse auf dem Gebiet der Prüf- und Meßtechnik und der Schaltkreistechnik notwendig.

Im Abschnitt über die Messung der Zeitparameter integrierter Schaltkreise wird auf absolute und relative Meßverfahren eingegangen. Zu dieser Gruppe gehören Meßverfahren mit geeichter Zeitbasis, das Samplingprinzip, die Auswertung von Impulsverformungen, HF-Meßverfahren und Verfahren der Zeittransformation.

Im Abschnitt über die Amplitudenmeßtechnik werden direkte Spannungs- und Strommeßverfahren, aber auch Vergleichs-, Kompensations- und Umsetzerverfahren behandelt.

Im letzten Abschnitt werden die Einsatzgebiete und die wichtigsten Eigenschaften automatischer Meßverfahren diskutiert. Eine tabellarische Übersicht auf drei Seiten vermittelt einen kurzen Einblick in die wichtigsten Leistungsparameter bekannter und international gehandelter Meßapparaturen. Für den Entwicklungsingenieur auf dem Gebiet der Meß- und Prüftechnik für integrierte Schaltkreise stellt die Broschüre eine wertvolle Zusammenfassung der verbreitetsten Meßverfahren und Meßgeräte dar, wodurch ihm aufwendige Recherchen erspart bleiben.

G. Turinsky

K. P. Poljanin

Integrierte Spannungsstabilisatoren

(Integral'nye stabilizatory naprjaženija)

In russischer Sprache

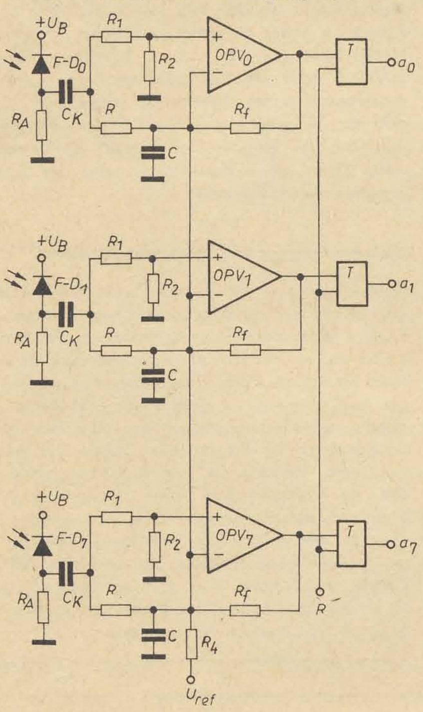
Verlag Energija Moskau 1979
192 Seiten mit Bildern
2,75 Mark

Dieses Buch spricht sowohl den Hersteller als auch den Anwender integrierter Spannungsregler an. Im ersten Kapitel werden zunächst allgemeine Probleme von Stabilisierungsschaltungen erläutert. Ein weiteres Kapitel beschäftigt sich mit den Komponenten integrierter Spannungsregler. Hier werden vor allem technologische und halbleiterphysikalische Fragen behandelt. Das dritte Kapitel enthält Angaben zu integrierten Teilschaltungen. Nach einem Kapitel zu theoretischen Fragen, wobei die Ausführungen zur Wärmeableitung interessant sind, folgt im fünften und sechsten Kapitel die Vorstellung von sechs neuen Schaltkreisen der Reihe К 142. Diese Typen sind mit Innenschaltung und charakteristischen Anwendungsbeispielen beschrieben. Dimensionierungshinweise erlauben eine schnelle Schaltungsfestlegung. Es werden Schaltungen für positive und negative Spannungen, Doppelstromversorgungen und geschaltete Regler erläutert. Der Einsatz als Konstantstromquelle ist ebenfalls vorgesehen.
Ein umfangreiches Literaturverzeichnis, überwiegend sowjetischer Autoren, gibt Auskunft über den Stand der Stromversorgungstechnik in der UdSSR.

H. Jungnickel

Beleg-Leseschaltung

Die beim Abtasten eines Beleges erhaltenen Lesesignale weisen aus den verschiedensten Gründen Amplitudenschwankungen bei den einzelnen Bits auf. Zur sicheren Auswertung sind deshalb Detektorschaltungen nötig, die amplitudenunabhängig funktionieren. Eine solche Schaltung läßt sich mit einem Differenzverstärker aufbauen, durch den eine fortlaufende Differenzbildung zwischen dem wahren Signal und dem integrierten Signal erfolgt und beim Erreichen eines vorgebbaren Differenzbetrages ein entsprechendes Ausgangssignal abgegeben wird. Wie das Bild zeigt, wird das von der Fotodiode erkannte Signal zu diesem Zweck dynamisch direkt auf den nichtinvertierenden und indirekt über einen Tiefpaß (RC-Glied) auf den invertierenden Eingang des Differenzverstärkers gegeben. Während das Widerstandsverhältnis $R_1 R_2$ lediglich zur Herabsetzung des Amplitudenwertes dient, wird das Eingangssignal über



Schaltbild der Leseschaltung

das RC-Glied integriert. Über die Dimensionierung von R_1 und R_2 wird die Amplitude des unverformten Signals dem Amplitudenverlust im RC-Glied angepaßt. Außerdem wird über diesen Spannungsteiler der Zeitpunkt bestimmt, zu dem die Differenz an den beiden Eingängen des Differenzverstärkers Null ist. Über die zusätzlich am invertierenden Eingang angelegte Referenzspannung U_{ref} ist eine abgleichbare Schwellwertbildung zur Amplitudendiskrimination vorgesehen. Signalamplituden, beispielsweise Störspannungen, die unterhalb des Schwellwertes liegen, werden nicht ausgewertet. Gleichzeitig dient der Stromkreis der Referenzspannung zur Entladung des Kondensators des RC-Gliedes in den Pausen zwischen den Eingangssignalen.

Die Belegung der Eingänge des Differenzverstärkers kann auch vertauscht werden; es ändert sich lediglich die Zuordnung der Polarität des Ausgangssignals. Der Differenzverstärker bildet mit seinen Eingängen ständig die Differenz zwischen dem wahren und dem integrierten Eingangssignal. Steigt die Amplitude des Eingangssignals, so ist auch die integrierte Spannung größer. Der Umschaltzeitpunkt (eine bestimmte Differenz an den Eingängen) des Differenzverstärkers bleibt somit unverändert erhalten; er ist amplitudenunabhängig. Der Wechsel des Ausgangspotentials wird als Eingangssignal gewertet und in ein rücksetzbares Register eingetragen.

Die vorgestellte Detektorschaltung kann auch im Zusammenwirken mit einer Lesewicklung eines Ringkernes oder einer Induktionsspule benutzt werden.

Für den abgebildeten Differenzverstärker können der bekannte Komparator A 110 oder der Operationsverstärker A 109 in Standardbeschaltung eingesetzt werden.

G. Turinsky

Nullspannungskomparator mit TTL-Ausgangssignal

In der Regelungstechnik ist es oft notwendig, bei einer Regelabweichung von null ein elektrisches Signal zum Auslösen bestimmter Schaltvorgänge zu erhalten. Im folgenden wird eine Schaltung beschrieben, die bei $x_W \approx 0$ und dem manuellen Betätigen einer Taste ein TTL-gerechtes Ausgangssignal (negiert und nicht negiert) liefert.

Bild 1 zeigt die aufwandarme, für die meisten Anwendungsfälle ausreichend schnelle Schaltung. Der Operationsverstärker arbeitet als Komparator und erzeugt bei einer Spannungsdifferenz zwischen Soll- und Istwert $|x_W| > 2$ mV ein Ausgangssignal $|U_A| \approx 13$ V entsprechend der positiven bzw. negativen Sättigungsspannung U_S. Ist die Ausgangsspannung $U_A = U_{S^+} \approx +13$ V, so steuert T_1 durch und legt U_G auf $U_G = U_{CEX1} \leq 0{,}2$ V bei $I_C = 5$ mA. Die Spannung $U_G \leq 0{,}2\,V \leq U_{IL} \leq 0{,}8$ V erfüllt somit sicher die TTL-Schaltpegelbedingung.

Da der Eingang des Gatters G_1 über R_4 auf logisch 0 gehalten wird, bleibt auch bei Betätigung der Taste b das Ausgangssignal Q auf logisch 0.

Bei einer Ausgangsspannung des Komparators von $U_A - U_{S-} \approx -13$ V steuert T_2 durch. Bei diesem pnp-Transistor wird von der Fähigkeit bipolarer Transistoren Gebrauch gemacht, innerhalb gewisser Grenzen in beiden Richtungen Strom führen zu können [1].

Der Strom durch R_1 sowie bei gedrückter Taste der größte Teil des Stromes U_{IL} des Gatters G_1 fließen über die Kollektor-Emitterstrecke nach Masse. Der Verlauf der Kollektor-Emitterrestspannung $U_{CE} = f(I_B)$ ist für den Transistor KF 517 im Bild 2 dargestellt. Daraus ist ersichtlich, daß für Ströme $-I_B > 1$ mA der TTL-Low-Pegel $U_{IL} \leq 0{,}8$ V sicher eingehalten wird.

Als Basisstrom wurde $-I_B = 1{,}5$ mA gewählt, da sich in diesem Bereich U_{CEX} und U_{BEX}, wie aus dem Bild 2 ersichtlich ist, nur noch unbedeutend ändern und Exemplarstreuungen deswegen nur noch einen kleinen Einfluß haben. Der Basiswiderstand R_{B2} errechnet sich zu

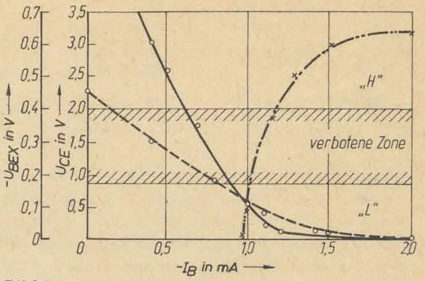


Bild 2

$$R_{B2} = \frac{U_{S-} - U_{BEX}}{I_{BX}} \qquad (1)$$

Mit $-U_{BEX} \approx 0{,}6$ V erhält man $R_{B2} = 8{,}2$ kΩ.

Der Basiswiderstand R_{B1} wird wie für Transistoren im normalen Schalterbetrieb berechnet.

$$R_{B1} = \frac{(U_{S+} - U_{BEX})B}{I_{Cm}} \qquad (2)$$

Mit $B = 50$, $I_C \leq 5$ mA, $m = 2$ wird $R_{B1} = 62$ kΩ.

Ist die Regelabweichung kleiner als 2 mV, so wird $U_A \approx 0$ V. Damit sind beide Transistoren gesperrt und $U_G = 5$ V.

Bei gedrückter Taste wird durch Spannungsteilung

$$U_{IH} = \frac{R_4 U_B}{R_3 + R_4} \qquad (3)$$

Mit den angegebenen Widerstandswerten erhält man $U_{IH} = 2{,}2\,V > U_{IH\,min}$. Damit wird Q ebenfalls logisch 1.

Die vorgestellte Schaltung arbeitet in einem automatischen Regelgrößen-Umschalter.

Soll von einer Regelgröße auf die andere umgeschaltet werden, so wird die Taste b der entsprechenden Regelgröße gedrückt und gewartet, bis das Gerät bei $x_W = 0$ umschaltet. Es lassen sich dabei Schaltfrequenzen bis zu 50 kHz erzielen.

Dipl.-Ing. Klaus Schreiter
Mitteilung aus der Sektion Physik der Pädagogischen Hochschule Dresden

Literatur

[1] Gilles, ED.; Schuchmann, H.: Der Transistorschalter im analogen Rechenkreis. Elektronische Rechenanlagen 8 (1966) H. 4, S. 186–191

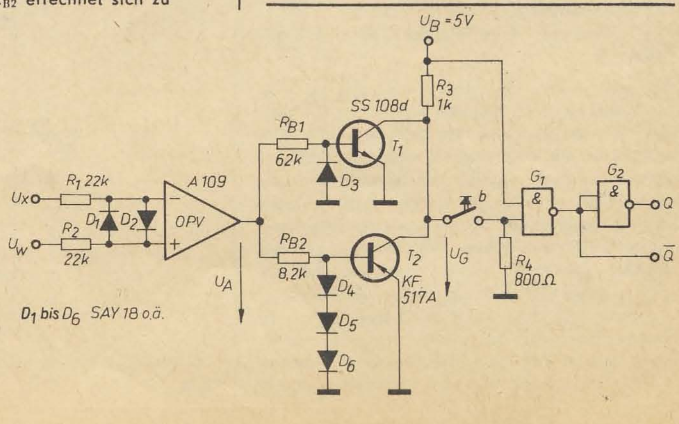
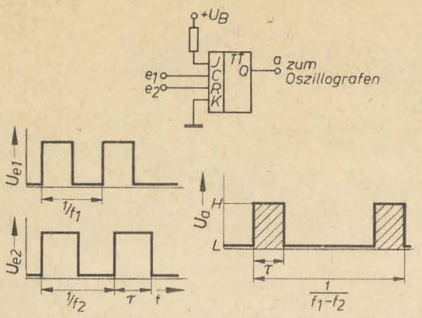


Bild 1

Frequenzvergleich mit einem JK-Flip-Flop

Zur Ermittlung kleiner Differenzen zwischen zwei Impulsfolgefrequenzen kann im einfachsten Fall ein JK-Master-Slave-Flip-Flop mit einem Rücksetzeingang verwendet werden. Das Bild aus Electronic Engineering 51 (1979) H. 623, S. 23, zeigt den geringen schaltungstechnischen Aufwand. Als Indikator für die Anzeige der Ausgangsimpulse ist ein Oszillograf vorgesehen.

Die Dateneingänge J und K sind auf feste Potentiale (J = H und K = L) gelegt. Die zu ver-



gleichenden Impulsfolgen werden an den Takteingang (Impulsfolge 1) und an den Rücksetzeingang (Impulsfolge 2) gelegt. Am Ausgang des Flip-Flops kann sich der Schaltzustand nur ändern, wenn der Rücksetzeingang H-Potential aufweist. Auf diese Weise ergibt sich am Q-Ausgang nur dann ein H-Signal, wenn in den H-Zustand der Impulsfolge 2 eine H-L-Flanke der Impulsfolge 1 fällt. In den anderen Zeitbereichen liegt am Q-Ausgang L-Signal. Unter der Annahme $f_1 > f_2$ fallen die H-L-Flanke der Impulsfolge 1 und der H-Zustand der Impulsfolge 2 $(f_1\text{-}f_2)$mal in einer Sekunde zusammen. Mit einem Schaltkreis SN 7473 wurden in einem Frequenzbereich $f_0 = 100$ Hz...1 MHz Frequenzabweichungen von 0,05 Hz nachgewiesen. Die maximale Abweichung zwischen f_1 und f_2 darf in diesem Frequenzbereich bis zu 25 % betragen. Da bei kleinen Frequenzdifferenzen am Ausgang relativ schmale H-Signale entstehen, ist für deren Nachweis ein breitbandiger Oszillograf erforderlich.

Elektrisch leitende Thermoplaste

Neue und verbesserte Werkstoffe und Materialien sowie unterschiedliche Werkstoffkombinationen und Verbundwerkstoffe üben einen großen Einfluß auf die Herstellung, die Gestaltung und die Gebrauchswerte von Produkten aus. Das trifft in jüngster Zeit auch für Thermoplaste zu, die eine bestimmte elektrische Leitfähigkeit zur Realisierung unterschiedlicher Aufgaben aufweisen.

Bekannt sind Plastteile mit oberflächiger, metallischer Leitfähigkeit. Hierunter fallen Produkte mit galvanisch aufgebrachten Metallüberzügen, wobei die Abführung oder Verhinderung elektrostatischer Aufladungen sowie formgestalterische Gründe die Zielstellung bilden. Thermoplaste sind eigentlich sehr gute Isolatoren. Wenn durch Zusätze zu den Thermoplasten die Widerstandswerte gesenkt werden können, so daß die Leitfähigkeit erheblich zunimmt, erhält man Werkstoffe mit elektrischen Eigenschaften zwischen metallischer Leitfähigkeit und Isolatoren.

Der spezifische Widerstand von Thermoplasten beträgt $10^{12}...10^{18}\ \Omega$cm. Einige Thermoplaste, die in der Lage sind, Wasser zu absorbieren, erreichen im feuchten Zustand niedrigere Werte. Zur Erhöhung der elektrischen Leitfähigkeit muß man auf Zusätze zurückgreifen, die sich im einzelnen wie folgt klassifizieren lassen:

- Graphit und graphitierte Ruße
- metallisierte Glasfasern
- Kohlenstoffasern
- Metallpulver, Metallflocken oder Metallfasern.

Kohlenstoffasern sind dort von Vorteil, wo sehr hohe mechanische Anforderungen gestellt werden. Durch geeignete Haftvermittler läßt sich außerdem die Zugfestigkeit erheblich erhöhen. Fasrige Zusätze ergeben fast immer anisotrope Eigenschaften, während flockige Zusätze unter optimal gewählten Verarbeitungsbedingungen isotrope Formteile liefern. Die Abmessungen der Zusätze müssen so gewählt werden, daß sie sich gegenseitig berühren, damit die größtmögliche Leitfähigkeit erzielt werden kann. In Formmassen mit zu großen Füllstoffteilchen kann jedoch eine teilweise Trennung zwischen der Polymermatrix und dem Füllstoff während der Verarbeitung eintreten. Die Herstellung eines Werkstoffs setzt damit einen Kompromiß voraus und verlangt verhältnismäßig hohe Zusatzmengen, die im Bereich von 10...40 Masseprozenten liegen.

Der spezifische Widerstand von Thermoplasten mit elektrischer Leitfähigkeit liegt bei Verwendung von Rußzusätzen etwa bei $10^3\ \Omega$cm. Mit Metallfasern lassen sich $10\ \Omega$cm erzielen.

Bei der Herstellung von Thermoplasten mit elektrischer Leitfähigkeit sind die Verarbeitungstemperaturen (Massetemperatur) zu erhöhen, die Formtemperaturen sollen möglichst niedrig liegen. Hierbei ergeben sich besondere Schwierigkeiten dadurch, daß die leitfähigen Zusätze teilweise auch eine hohe Wärmeleitfähigkeit aufweisen. Dies ist vor allem bei Metallen der Fall.

Die Anwendungsmöglichkeiten für elektrisch leitfähige Thermoplaste sind recht vielfältig und bei weitem noch nicht vollständig erschlossen. Als Hauptanwendung kann die Unterdrückung von elektrostatischen Aufladungen und die Abschirmung von Geräten und Baugruppen aufgefaßt werden. Hierunter fallen z. B. Geräte, die im Bergbau eingesetzt werden, und Einrichtungen mit Mikroprozessoren in der Medizinelektronik. So dürfen z. B. Gasspürgeräte und tragbare Funksprechgeräte in explosionsgefährdeten Bereichen nicht zu elektrostatischen Aufladungen führen. Diese Aufgabe läßt sich mit leitfähigen Thermoplasten lösen. Die Halter für das Abtastsystem von HiFi-Plattenspielern lassen sich aus leitfähigen Thermoplasten wesentlich rationeller fertigen als aus Metall. Weitere Einsatzbeispiele sind Lüfter für explosionsgefährdete Bereiche, leitfähige Rollen für Transportbehälter, Krankenhausbetten und Operationssaaleinrichtungen, Schwimmkörper zur Abdeckung der Flüssigkeitsoberfläche für Tanks mit brennbaren Flüssigkeiten und Plastgehäuse für elektronische Geräte.

Literatur

Rohde-Liebenau, U.: Thermoplaste mit elektrischer Leitfähigkeit. industrie-elektrik + elektronik 24 (1979) H. 18, S. 505–507

Taktsynchronisation mit minimaler Verzögerung

Oftmals ist es erforderlich, ein zu einem Taktsignal asynchrones Eingangssignal zu synchronisieren. Dabei soll möglichst wenig Verzögerung auftreten. Dafür eignet sich die Schaltung aus Electronic Engng. 51 (1979) H. 627, S. 33, 35, deren Prinzip im Bild angegeben ist.

Das asynchrone Eingangssignal wird mit einer

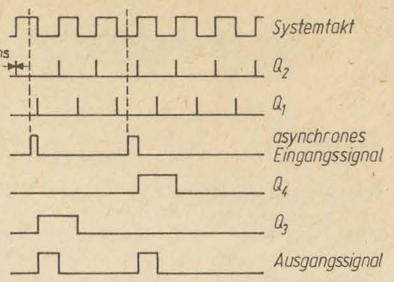


Bild 2

Verzögerung von weniger als einer halben Periode des Taktsignals synchronisiert. Mit zwei JK-Flip-Flops werden aus dem Taktsignal kurze Pulse gewonnen, die aus den Flanken des Taktsignals abgeleitet werden. JK-FF_1 erzeugt einen kurzen Puls aus der Hinterflanke, FF_2 einen kurzen Puls aus der Vorderflanke des Taktsignals. Diese kurzen Impulse gelangen an die Takteingänge der D-Flip-Flops FF_3 und FF_4, die zusammen mit den NAND-Gliedern 1, 2 und 3 die „Fangschaltung" bilden. Wenn ein asynchrones Eingangssignal am Eingang anliegt, befinden sich die Eingänge von FF_3 und FF_4 im Zustand hoch. Damit werden diese Potentiale zu den Taktzeiten dieser Flip-Flops übernommen, so daß die entsprechenden Q-Ausgänge hohes Potential annehmen und die NAND-Glieder 1, 2 und 3 freigeben. Die NAND-Glieder erhalten gleichzeitig auch den synchronisierenden Systemtakt zugeführt, so daß am Ausgang ein mit dem Systemtakt synchronisiertes Eingangssignal zur Verfügung steht. Über eine Rückkopplung wird der Eingang wieder rückgestellt.

Balkenanzeige mit Fluoreszenzröhre

Balkenanzeigen mit einer Fluorenszenzröhre eignen sich gut für analoge Meßwertanzeigen. Ordnet man zwei Fluoreszenzröhren übereinander an, so läßt sich ein Aussteuerungsinstrument für Stereoverstärker aufbauen, wobei man die Anzeige oberhalb eines bestimmten Signalpegels verbreitert darstellen kann. Die Fluoreszenzröhre ist im Prinzip eine Triode mit gemeinsamer Heizung für alle Anodensegmente, die zur Lichtemission eine entsprechende Fluoreszenzschicht tragen. Das Anzeigesignal wird an die getrennten Anodensegmente angelegt. Die entsprechenden Gitter können ein Zeitsignal erhalten. Eine farbige Darstellung ist im Prinzip möglich. Die Röhre wird über integrierte Schaltungen angesteuert.

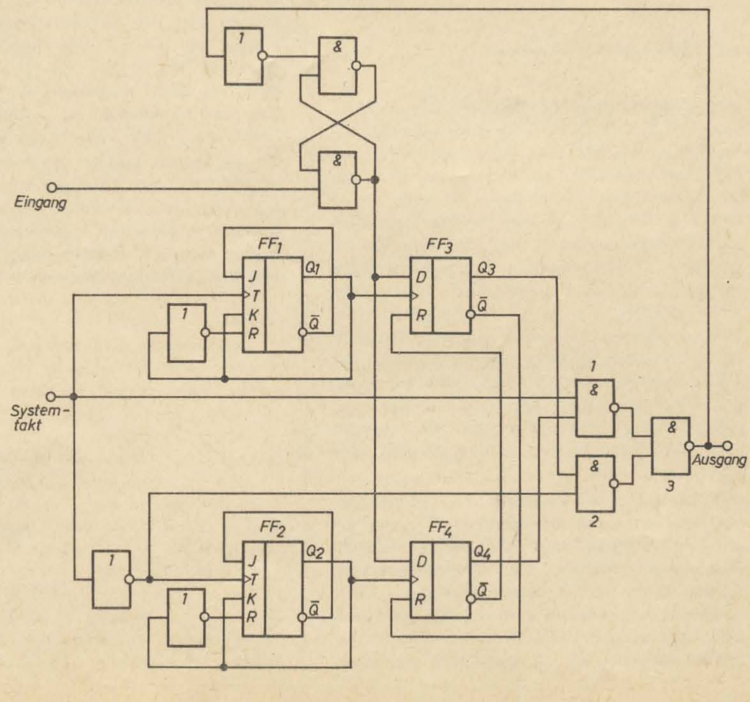


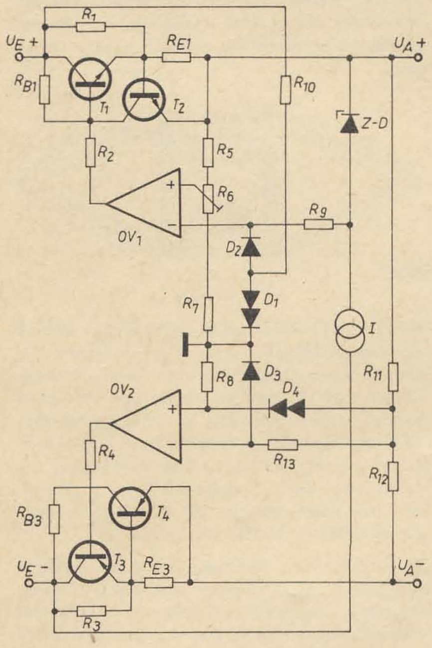
Bild 1

■ Patente

Schaltungsanordnung zum Schutz elektronisch geregelter Gleichspannungsstabilisatoren

DD-WP 131 597
Int. Cl.²: G 05 F 1 58
Inhaber: H. Gröber und H. Matzke

Der Schutz elektronisch geregelter Gleichspannungsstabilisatoren bezieht sich hauptsächlich auf einen Schutz des Stellgliedes bei Überstrom bzw. Kurzschluß. Nach Aufheben der Abschaltbedingungen ist meist eine automatische Wiedereinschaltung erwünscht. Die im Bild gezeigte Variante eines Dualspannungsnetzteiles stellt eine interessante Lösung des Problems dar, die nachfolgend kurz erläutert werden soll. Im normalen Betrieb werden an der Z-Diode Z-D und an der Doppeldiode D_1 ständig zwei Vergleichsspannungen bereitgestellt. Die einstellbare Spannung des Teilers R_5, R_6, R_7 wird als Istwert mit dem Sollwert an Z-D mit Hilfe des Regelverstärkers OV_1 verglichen. OV_1 steuert den Längstransistor T_1 und damit die positive Ausgangsspannung U_{A+}. Im Falle von Überstrom wird in bekannter Weise der Transistor T_2 leitend, was zu einem allmählichen Zusteuern von T_1 und damit zum Schutz des Stellgliedes führt. Bei Kurzschluß an U_{A+} befindet sich der Istwert Null am nichtinvertierenden Eingang des Regelverstärkers OV_1. Die Spannung an D_1 sichert in diesem Betriebszustand positives Potential am invertierenden Eingang und damit negatives Ausgangspotential an OV_1, was zur völligen Sperre des Stellgliedes führt. Mit Beseitigung des Kurzschlusses wächst infolge R_1 die Ausgangsspannung wieder an, und das Stellglied wird selbsttätig wieder aufgesteuert.



Für die Stabilisierung der negativen Gleichspannung könnte eine prinzipiell gleichartige Anordnung eingesetzt werden. Die Verkopplung beider Stabilisierungsteile hat jedoch einige Vorzüge. Auf Grund des analog aufgebauten Stellgliedes sind der normale Betrieb und der Überlastungsfall äquivalent. Als Sollwert wird jedoch Massepotential und als Istwert eine auch von U_{A+} abhängige Spannung benutzt. Das hat zur Folge, daß bei $U_{A+} = 0$ (Kurzschluß) auch U_{A-} abgeschaltet wird. Bei Kurzschluß an U_{A-} werden die Dioden D_3 und D_4 leitend, und am Ausgang von OV_2 stellt sich positives Potential ein, was zum Abschalten von T_3 führt. Mit Beseitigung des Kurzschlusses wächst infolge R_3 die Ausgangsspannung wieder an, und das Stellglied wird selbsttätig aufgesteuert.

Die wesentlichen Vorzüge der vorgestellten Schaltung sind niedriger Aufwand, Wegfall einer Hilfsspannung zur Sicherung der automatischen Wiedereinschaltung und das Mitlaufen von U_{A-} bei Änderung von U_{A+}. Das Prinzip, mit Hilfe von im normalen Betrieb gesperrten Dioden D_2, D_3, D_4 bei Kurzschluß durch Aufsteuern dieser Dioden einen Polaritätswechsel der Differenzeingangsspannung des Regelverstärkers und damit letztendlich ein Abschalten des Stellgliedes zu bewirken, ist vielfältig einsetzbar.

Statistische Konvergenzeinstellung

DD-AP 137 646
Int. Cl.²: H 04 N 9/28
Anmelder: RCA Corp., USA

Die Erfindung betrifft ein Verfahren zur Einstellung der statischen Konvergenz in einer Katodenstrahlröhre. Das Verfahren und die Einrichtung eignen sich insbesondere für In-Line-Katodenstrahlröhren für Farbfernsehempfänger.

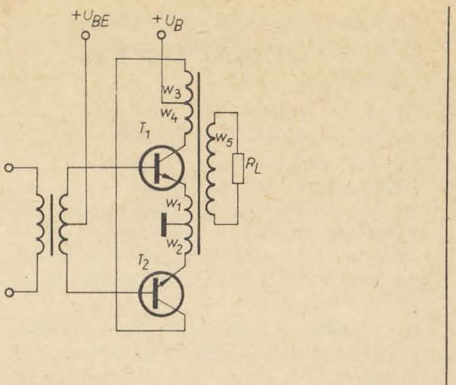
Eine bevorzugte Ausführungsform einer erfindungsgemäßen Magnetisierungseinrichtung für die Einstellung der statischen Konvergenz von drei In-Line-Elektronenstrahlen (also von drei in einer Reihe nebeneinander verlaufenden Elektronenstrahlen) enthält zwei Sätze mit jeweils mehreren Wicklungen. Der erste Satz bewirkt eine gleiche Bewegung der äußeren Elektronenstrahlen, wobei eine erste Gruppe von Windungen dieses Satzes gleiche Bewegungen oder Verschiebungen in einer ersten Richtung und eine zweite Gruppe von Wicklungen gleiche Bewegungen in einer zur ersten Richtung im wesentlichen orthogonalen Richtung bewirken. Der zweite Satz von Wicklungen erzeugt ein Magnetfeld, das eine entgegengesetzte Bewegung oder Verschiebung der äußeren Elektronenstrahlen bewirkt, wobei der zweite Satz eine dritte Gruppe von Wicklungen enthält, die eine entgegengesetzte Bewegung in einer zweiten Richtung bewirkt, während eine vierte Gruppe entgegengesetzte Bewegungen in einer Richtung, die im wesentlichen orthogonal zur zweiten Richtung ist, zu erzeugen gestattet.

Verminderung des wechselstrommäßigen Innenwiderstandes von Endstufen

DD-WP 135 552
Int. Cl.²: H 03 F 3/26
Erfinder: H. Abel und Dr.-Ing. R. Schade

Die Erfindung ermöglicht die Verminderung des wechselstrommäßigen Innenwiderstandes bei annähernd gleichbleibender Stromaufnahme. Hierbei soll bei minimierten Betriebsströmen eine üblicherweise nicht erreichte Niederohmigkeit erzielt und somit bei gleichbleibendem Strombedarf die Aussteuerfähigkeit erhöht werden. Der Erfindung liegt die Überlegung zugrunde, in einer Transistorstufe bei weitgehender gleichstrommäßiger Entkopplung von Emitter- und Kollektorkreis wechselstrommäßig eine Parallelschaltung der Innenwiderstände von Kollektor- und Emitterkreis zu realisieren.

In der Schaltung befindet sich zusätzlich zur üblichen Gegentaktwicklung W_1, W_2 im Emitterkreis eine weitere Wicklung W_3, W_4, die wechselstrommäßig der ersten parallel liegt. Somit wird bei Ansteuerung mit einem Wechselspannungssignal der Transistor in der entsprechenden Halbwelle niederohmig, so daß zwischen den beiden Polen der Spannungsquelle ein Strom fließt. Diese Stromänderung induziert über W_1 und W_4 eine Spannung in der Ausgangswicklung W_5. Da die Wicklungen wechselspannungsmäßig parallel liegen, bleibt der Pegel am Lastwiderstand bei Zuschaltung der zweiten Gegentaktwicklung gleich, die Aussteuerungsfähigkeit verdoppelt sich jedoch.



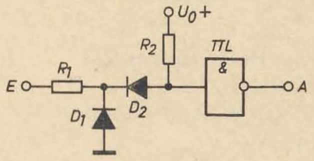
Aus der Lastwicklung W_5 erfolgt eine induktive Rückwirkung auf beide Gegentaktwicklungen W_1 und W_4 derart, daß in der positiven Halbwelle von $0 \ldots \pi/2$ die Aufsteuerung des angesteuerten Transistors und die Sperrung des nicht angesteuerten unterstützt wird von $\pi/2 \ldots \pi$ jedoch die Zusteuerung des bisher angesteuerten und die Stromübernahme des zweiten Transistors im Zeitpunkt des Nulldurchganges gefördert wird. Damit wird im Durchlaßbereich weniger Energie aus der Quelle entnommen, im Sperrbereich der Ruhestrom weiter abgesenkt und im Nulldurchgang die Stromübernahme des bis dahin gesperrten Transistors derartig unterstützt, daß eine wesentlich geringere Verzerrung der Kurvenform erfolgt.

Eingangs-Interfaceschaltung für TTL-Schaltkreise

DD-WP 132 559
Int. Cl.²: H 03 K 5 03
Inhaber: F. Börner

Die Anpassung verschiedener Eingangsspannungen an die speziellen Erfordernisse einer bestimmten Schaltkreisfamilie ist eine häufig wiederkehrende Aufgabe. Die im Bild gezeigte Schaltung löst dieses Problem für die Ansteuerung von TTL-Schaltkreisen mit besonders niedrigem Aufwand, erfordert aber das Durchlaufen des TTL-Pegels von der Eingangsspannung.

Befindet sich gegenüber Masse negatives Potential am Eingang der Schaltung, so erfolgt über R_1 und D_1 eine Begrenzung. Gleichzeitig erhält die Diode D_2 über R_2 eine Vorspannung in Flußrichtung. D_2 kompensiert somit den Spannungsabfall an D_1, und am TTL-Eingang befindet sich näherungsweise Massepotential (L-Pegel). Überschreitet die Eingangsspannung Massepotential, so sperrt D_1, und der TTL-Eingang erkennt H-Potential. Dabei ist zu beachten, daß infolge der Spannungsteilung und der Diode D_2 der auf den Eingang E bezogene H-Pegel weit unter dem des TTL-Eingangs – bei entsprechender Dimensionierung sogar bei negativen Eingangsspannungen – liegen kann.



Hieraus sind Forderungen für eine je nach Anwendungsfall gezielte Dimensionierung der Widerstände abzuleiten. Überschreitet die Eingangsspannung die positive Versorgungsspannung $U_{0+} = 5$ V, so sperrt die Diode D_2 ebenfalls, und der H-Pegel am TTL-Eingang wird über R_2 gesichert. An dieser Stelle sei nochmals auf die Notwendigkeit von R_2 zur Ableitung des Reststromes des Multiemittereinganges erinnert.

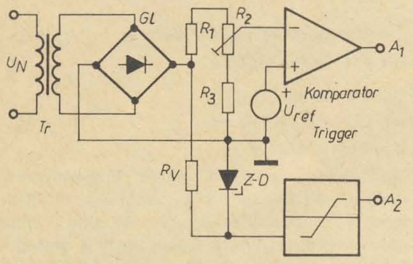
Das vorgestellte Schaltungsprinzip ist auch bei anderen Schaltkreisfamilien anwendbar. Es bietet neben dem niedrigen Aufwand vor allem den Vorteil, daß die Eingangspegel der nachfolgenden Schaltung exakt eingehalten werden können.

Schaltungsanordnung zum Erkennen von Netzspannungsunterschreitungen

DD-WP 134 286
Int. Cl.[2]: H 02 H 3/24
Inhaber: H. Schmiedchen, E. Kamm

Für den sicheren Betrieb elektronischer Einrichtungen ist in zunehmendem Maße eine ständige Überwachung der Netzspannung von Bedeutung. Anregungen, wie auf einfache Art Netzspannungsunterschreitungen rasch erkannt werden können, vermittelt die im Bild dargestellte Schaltung.

Im normalen Betrieb wird die pulsierende Gleichrichter-Ausgangsspannung einmal zur Steuerung eines Komparators und zum anderen zur Ansteuerung einer Triggerschaltung benutzt. Der Ausgang A_2 der Triggerschaltung liefert folglich jeweils im Nulldurchgang der Netzspannung ein Signal, dessen Breite von den realisierten Schwellwerten wesentlich bestimmt wird. Zum anderen ist es möglich, am Ausgang A_1 des Komparators ein Umschalten für die Zeitspanne zu bewirken, während der die einstellbare Spannung am invertierenden Eingang positiver als die Referenzspannung ist. Das bedeutet, daß bei Netzspannungsunterschreitung nur noch der Trigger, nicht aber der Komparator umschaltet. Im Übergangsbereich verschieben sich Zeitpunkt und Dauer der Umschaltung, was ebenfalls für eine Auswertung genutzt werden kann.



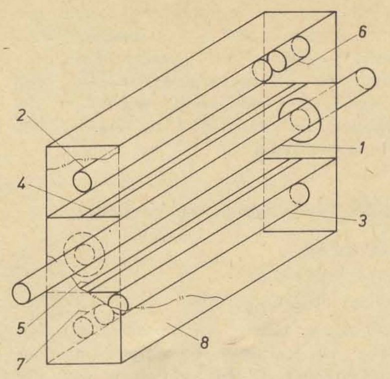
Die Signale A_1 und A_2 können in vielfältiger Art, vorzugsweise unter Verwendung eines Flip-Flops, verknüpft und zur Signalisierung und Anzeige einer Netzspannungsunterschreitung benutzt werden. Vorzug der vorgestellten Schaltung ist insbesondere die rasche Signalisierung eines Fehlers, was wenigstens während der Dauer einer Netzhalbwelle erfolgt. Gerade dieser Vorzug erfordert jedoch eine ungestörte Netzeingangsspannung. Eine solche Netzspannung steht mit der weiteren Verbreitung von Stromrichtern, die zwangsweise auf das speisende Netz rückwirken, immer weniger zur Verfügung. Diese Tatsache schmälert sicherlich die Einsatzbreite der vorgestellten Schaltung, fordert aber auch den interessierten Leser zu schöpferischer Anwendung der hier vorgestellten, vielfältig nutzbaren Gedanken und Prinzipien heraus.

Kompensiertes Hochfrequenzfilter zur Unterdrückung von zwei unabhängigen Frequenzen

DD-WP 117 311
Int. Cl.[2]: H 03 H 7/46, H 01 P 5 08
Inhaber: Tesla, ČSSR

Das im Bild dargestellte Filter besteht aus drei elektromagnetisch gekoppelten ebenen, koaxialen Leitungen 1, 2, 3 und dem gemeinsamen Mantel 8. Die mittlere durchgehende Leitung 1 ist von den beiden Leitungen 2, 3 auf ihrer gesamten Länge durch Trennwände mit den einstellbaren, veränderbaren Kopplungsschlitzen 4, 5 getrennt. Durch die Größe der Schlitze kann der Grad der elektromagnetischen Kopplung zwischen den Leitungen und dadurch auch der Abstand der beiden zu unterdrückenden Frequenzen geändert werden. Die erste nicht durchgehende Leitung 2 ist an der Eingangsstelle der durchgehenden Leitung 1 leitend mit dem Mantel 8 verbunden.

Das andere Ende der Leitung 2 ist mit einer Abstimmkapazität versehen, die als stöpselartiges kapazitives Leitungsstück 6 ausgeführt ist. Die zweite, nicht durchgehende Leitung 3 ist auf der Austrittsebene der Leitung 1 aus dem Mantel 8 leitend mit der durchgehenden Leitung 1 verbunden. Ihr anderes Ende ist gleich-



falls mit einer Abstimmkapazität 7 versehen, die im dargestellten Beispiel wie die Kapazität 6 ausgeführt ist. Die Einstellung der Resonanzfrequenzen sowie die Kompensation der Eingangsimpedanz des Kreises werden durch Veränderung der gegenseitigen Kopplungen mit den veränderlichen Kopplungsschlitzen 4, 5 und durch Verstellen der abstimmbaren Kapazitäten 6, 7 vorgenommen.

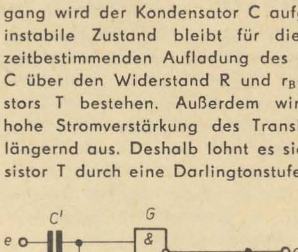
Die Vorteile der Erfindung liegen vor allem in der Materialeinsparung und in dem geringeren Platzbedarf. Das neue Filter ist kompakt, und seine Einstellung einschließlich der Impedanzkompensation der Eingangsklemmen ist sehr einfach.

Monostabile Kippschaltung mit extrem langen Haltezeiten

DD-WP 137 775
Int. Cl.[2]: H 03 K 3/284
Erfinder: Lothar Zeh, Michael Ketting

Einfache Zeitbaustufen, die mit TTL-Gattern aufgebaut werden, haben den Mangel, daß die zulässige RC-Zeitkonstante die Haltezeit auf unter eine Minute beschränkt. Mit der erfindungsgemäßen Lösung werden Haltezeiten bis zu fünf Minuten und Erholzeiten im Millisekundenbereich erreicht.

Durch einen H-L-Sprung am Eingang e wird die Zeitbaustufe in den quasistabilen Zustand gekippt. Durch das hohe Potential am Gatterausgang wird der Kondensator C aufgeladen. Der instabile Zustand bleibt für die Dauer der zeitbestimmenden Aufladung des Kondensators C über den Widerstand R und r_{BE} des Transistors T bestehen. Außerdem wirkt sich eine hohe Stromverstärkung des Transistors zeitverlängernd aus. Deshalb lohnt es sich, den Transistor T durch eine Darlingtonstufe zu ersetzen.



Die kurze Erholzeit wird gewährleistet durch die zwischen den Widerstand R und den Kondensator C eingeschaltete Diode D. Der Widerstand R_W gestattet, die Erholzeit variabel einzustellen. Den quasistatischen Zustand beeinflußt diese Diode nicht, da sie in diesem Fall in Sperrichtung gepolt ist.
Durch das Differenzierglied C'R' am Eingang ist die Haltezeit unabhängig von der Dauer des Triggerimpulses.

Lautsprecher

DD-AP 136 915
Int. Cl.[2]: H 04 R 1/40
Erfinder: J. Manger, BRD

Das Ziel der Erfindung besteht in der Schaffung eines Lautsprechers, der ein endliches Gehäuse besitzt, jedoch bis hinab zu möglichst tiefen Frequenzen eine ähnlich gute Reproduktion der ersten Wellenfronten wie ein in einer unendlichen Schallwand angeordneter elektroakustischer Wandler ermöglicht. Der Lautsprecher wird so ausgebildet, daß er bei einer schnellen und sprunghaften Anregung in der einen oder anderen Richtung an einem vor dem Gehäuse befindlichen Meßort einen Schalldruck erzeugt, der nach Erreichen eines Maximalwertes (Minimalwertes) nahezu linear bis auf einen Minimalwert (Maximalwert) abfällt (ansteigt) und erst zu einem möglichst späten Zeitpunkt, z. B. nach mehr als etwa vier Millisekunden, eine Richtungsumkehr im zeitlichen Verlauf erfährt, bevor er wieder seinem Normalwert zustrebt.

Die Erfindung ist dadurch gekennzeichnet, daß der eine Wandler in der Vorderwand und der andere Wandler in der Rückwand des Gehäuses angeordnet ist und beide Wandler so geschaltet sind, daß ihre Membranen beim Anschluß an eine gemeinsame Quelle gleichzeitig nach außen bzw. nach innen bewegt werden und daß das Gehäuse ein geschlossenes Gehäuse ist.

Der wesentliche Vorteil liegt darin, daß der zweite, in die Rückwand des Gehäuses eingebaute Wandler eine sehr ähnliche Wirkung wie eine unendliche Schallwand hat. Messungen am erfindungsgemäßen Lautsprecher zeigen, daß man bei einer Sprunganregung der beiden Membranen Druckkurven erhält, wie sie bisher nur mit in eine unendliche Schallwand eingebauten Wandlern erreicht werden konnten.

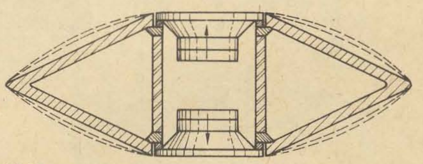


Bild 1

Der im Bild 1 dargestellte Lautsprecher enthält ein diskusförmiges, rotationssymmetrisches Gehäuse, das im Querschnitt eine rhombusförmige Gestalt hat. In der Rotationsachse sind zwei koaxiale elektroakustische Wandler derart montiert, daß ihre Membranen im nicht angeregten Zustand eine möglichst stetige Fortsetzung der Außenseite der Gehäusewandlungen darstellen. Die Rotationsachse ist dabei gleichzeitig die Mittelachse beider Membranen.

Die Wände des Gehäuses verlaufen größtenteils nicht eben, sondern mit leicht konvexer Wölbung. Der Grad der Wölbung wird am besten anhand der gemessenen Schalldruckkurven festgelegt (gestrichelte Linien im Bild).

In den gemessenen Schalldruckkurven nach Bild 2 zeigen sich geringfügige Abweichungen von der Linearität, die durch das Einspannen der Wandler im Gehäuse oder durch Unstetigkeiten beim Übergang von der Gehäusewand auf die Membranfläche und hierdurch bewirkte Interferenzen verursacht sein können. Derartige Störungen lassen sich durch Wellungen der Gehäusewände, insbesondere der Vorderwand, ausgleichen.

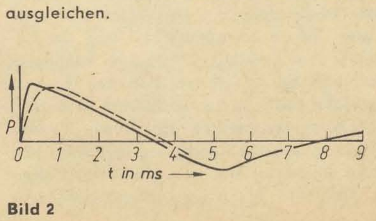


Bild 2

Normalzeit- und Normalfrequenzaussendungen vom 16. 2. bis 15. 3. 1980

Herausgegeben vom ASMW – Arbeitsgebiet Zeit- und Frequenznormale

Die Mitteilungen beziehen sich auf die gemäß TGL 31 542/03 in Übereinstimmung mit der Verordnung über die Festlegung der Normalzeit in der DDR vom 30. September 1977 (GBl. I, Nr. 31, S. 346) vom Staatlichen Etalon für Zeit und Frequenz gesteuerten Aussendungen von Zeitmarken und Zeitinformationen sowie auf Normalfrequenzaussendungen.

1. Normalzeit der DDR über Zeitzeichenaussendungen des Senders DGI 182 kHz

Unsicherheit der Aussendung vom Sender:

| Normalzeit der DDR – Zeitzeichen DGI | $\leqq$ 0,0001 s.

Bei den anderen DDR-Rundfunksendern beträgt diese Unsicherheit infolge der unterschiedlichen Laufzeiten zum Sender −0,0005 bis +0,005 s.

2. UTC(DDR) über Zeitzeichenaussendungen des Senders Y3S 4 525 kHz

Unsicherheit der Aussendung vom Sender:

| UTC(DDR) – Zeitzeichen Y3S | $\leqq$ 0,0001 s.

Information über UT 1 − UTC = DUT 1 + dUT 1

Zeitraum	DUT 1	dUT 1
11. 2.–18. 2.	+0,5 s	+0,04 s
19. 2.–25. 2.	+0,5 s	+0,02 s
26. 2.– 2. 3.	+0,5 s	0,00 s
3. 3.– 9. 3.	+0,5 s	−0,02 s
10. 3.–12. 3.	+0,5 s	−0,04 s
ab 13. 3.	+0,4 s	+0,06 s

3. Aussendung von Synchronimpulsen des Fernsehens der DDR

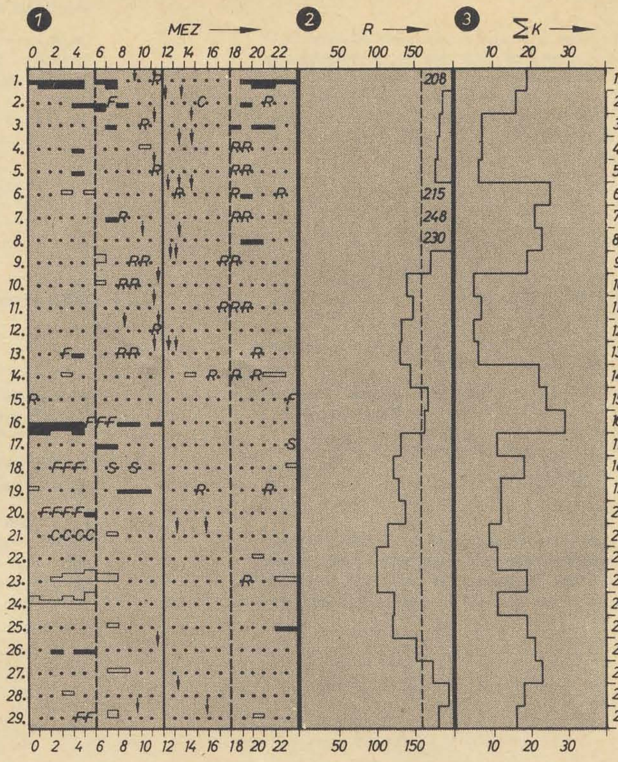
Datum	Aussendungszeit des 1. Bildimpulses nach $14^h\,15^{min}\,00^s$ MEZ vom Fernsehturm Berlin (Kanal 5) $14^h\,15^{min}\,00^s$	mittl. Abweichung der Zeilenfrequenz zwischen $14^h\,05^{min}$ und $14^h\,15^{min}$ $\Delta f/f$ in 10^{-10}
16. 2.	+0,009 968 2 s	0
17. 2.	+0,009 968 3 s	0
18. 2.	+0,009 968 4 s	0
19. 2.	+0,009 968 5 s	0
20. 2.	+0,009 964 8 s	0
21. 2.	+0,009 968 6 s	0
22. 2.	+0,009 968 7 s	0
23. 2.	+0,009 968 7 s	0[1])
24. 2.	+0,002 160 3 s	0
25. 2.	+0,009 880 3 s	0[1])
26. 2.	+0,009 812 3 s	0
27. 2.	+0,009 678 1 s	0
28. 2.	+0,009 516 2 s	0
29. 2.	+0,009 516 3 s	0
1. 3.	+0,009 516 3 s	0
2. 3.	+0,009 062 6 s	0[1])
3. 3.	+0,009 058 9 s	0
4. 3.	+0,009 058 9 s	0
5. 3.	+0,009 058 9 s	0
6. 3.	+0,009 058 8 s	0
7. 3.	+0,009 058 9 s	0
8. 3.	+0,009 062 7 s	0
9. 3.	+0,016 881 1 s	nicht stabilisiert
10. 3.	+0,009 059 1 s	0
11. 3.	+0,017 361 1 s	0
12. 3.	+0,017 310 7 s	0
13. 3.	+0,017 310 7 s	0
14. 3.	+0,017 310 7 s	0
15. 3.	+0,016 572 7 s	0

[1]) Phasensprünge durch Programmumschaltung

KW-AUSBREITUNG

im Februar 1980 und Vorschau für Mai 1980

Herausgegeben vom Zentralinstitut für solarterrestrische Physik (Heinrich-Hertz-Institut) der Akademie der Wissenschaften der DDR



KW-Ausbreitung im Februar 1980

❶ relative Abweichung der F_2-Grenzfrequenzen in Juliusruh, Rüg., bezogen auf den Monatsmedianwert

$\Delta f/f$
- +41% und darüber
- +31 ··· +40%
- +21 ··· +30%
- +20 ··· −20%
- −21 ··· −30%
- −31 ··· −40%
- −41% und weniger
- Mögel-Dellinger-Effekt

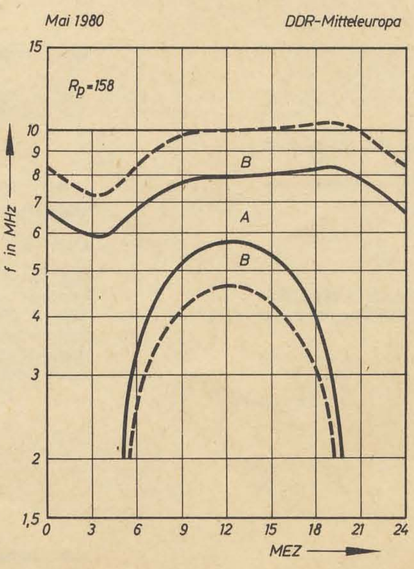
Keine Messung wegen:

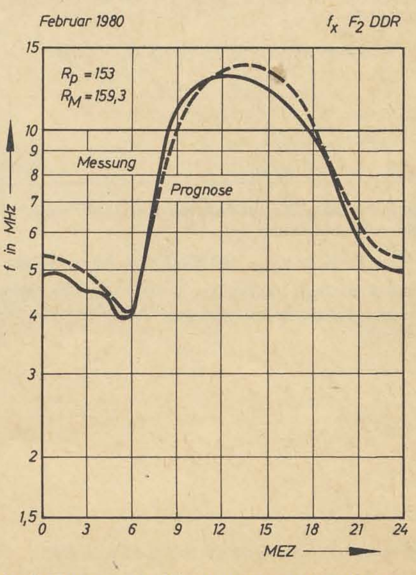
A = Abdeckung durch sporadische E-Schicht
C = Gerätestörung
F = Streureflexionen (Spread F)
G = zu geringer Ionisationsdichte der F_2-Schicht
R = starker selektiver Dämpfung
S = atmosphärischer Störungen

❷ gemessene tägliche Züricher Sonnenfleckenrelativzahlen (R) und der Monatsmittel R_M (gestrichelt)

❸ Tagessumme der erdmagnetischen Kennziffern (ΣK) des Adolf-Schmidt-Observatoriums Niemegk des Zentralinstituts für Physik der Erde der AdW der DDR

Die Frequenzberatung wurde von der Deutschen Post, Rundfunk- und Fernsehtechnisches Zentralamt, Sektor L-F, 1199 Berlin-Adlershof, auf der Grundlage der Prognose des Monatsmittels der Sonnenfleckenrelativzahl R_p (herausgegeben von der Eidgenössischen Sternwarte in Zürich), berechnet





Vorschau für Mai 1980

Sendeleistung: 100 W Mindestfeldstärke: 10 µV/m Entfernung: 0···600 km
A = sicherer Verkehr B = Verkehr mit gelegentlichen Ausfällen

Grundlagen und prinzipielle Verfahren
Signale/Systeme

Elektronische Meßtechnik
analog

220-ps-Abtastschaltung mit großem Dynamikbereich

Dr.-Ing. Wolfgang Becker

Durch eine neuartige Dimensionierung der Zweidioden-Abtastschaltung wird erreicht, daß die Abtastdauer nur von der Resonanzfrequenz des aus Diodeninduktivität und Ankoppelkapazität gebildeten Schwingkreises abhängt. Dabei ergeben sich eine verbesserte Linearität, ein hoher Abtastwirkungsgrad und ein geringes Rauschen. Eine vorgestellte Schaltung erreicht bei 220 ps Zeitauflösung und einem Eigenrauschen von 360 μV (SS) einen Ansteuerbereich von $\pm$ 2 V.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 5, S. 279

Bauelemente und -gruppen
Integrierte Schaltungen
digital

Integrierte Zeitsteuerschaltung E 355 D

Dr.-Ing. Jürgen Teichmann

Mit der in diesem Beitrag vorgestellten integrierten I^2L-Zeitsteuerschaltung lassen sich Zeitvorgänge von wenigen Millisekunden bis 40 Tagen steuern. Wegen dieses sehr großen Zeitbereiches und seiner durch die Technologie bedingten Vorteile ist das Bauelement für viele Anwendungen vorteilhaft.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 5, S. 283

Bauelemente und -gruppen
Integrierte Schaltungen
digital

Integrierter I^2L-Teiler E 350 D

Dipl.-Ing. Jürgen Boldt, Dipl.-Ing. Klaus Junge und Dipl.-Ing. Bernd Schönfelder

Die integrierte Injektionslogik ermöglicht die Variation der Schaltgeschwindigkeit im Bereich mehrerer Größenordnungen durch Wahl des Injektionsniveaus. Der in diesem Beitrag vorgestellte I^2L-Teiler E 350 D besitzt eine garantierte obere Grenzfrequenz von 100 kHz. Seine Stromaufnahme ist dementsprechend gering ($<$ 7 mA).

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 5, S. 287

Elektronische Meßtechnik
digital

Programmierbares Koppelfeld mit IEC-Bus-Schnittstelle Hardware-Realisierung

Dipl.-Ing. Peter Jakubik und Dipl.-Ing. Peter Richter

In diesem Beitrag werden der Entwurf und der Aufbau eines programmierbaren Koppelfeldes für den Anschluß an das IEC-Bus-Interface vorgestellt.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 5, S. 290

Elektronische Meßtechnik
digital

Byteserielles-bitparalleles Interface Interface-Funktionen und ihr Zusammenwirken

Dipl.-Ing. Ulrich Feige und Dipl.-Ing. Wolfgang Taeger

In diesem Beitrag werden die Interface-Funktionen des IEC-Interfaces erläutert. Besonderer Wert wird auf die Darstellung ihres Zusammenwirkens gelegt.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 5, S. 293

Datentechnik
Datenübertragung

Mikrorechentechnik

Serielle Datenübertragung im Mikrorechnersystem K 1510

Dipl.-Ing. Wolfgang Sinn und Dipl.-Ing. Winfried Gänßler

In diesem Beitrag werden Funktionsgruppen des Mikrorechnersystems K 1510 vorgestellt, mit denen eine serielle Datenübertragung realisiert wird. Die aufgeführten Beispiele geben einen Überblick über die verschiedensten Kopplungsmöglichkeiten und erleichtern somit für den jeweiligen Einsatz die ökonomisch günstigste Variante zu realisieren.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 5, S. 296

Bauelemente und -gruppen
Sonstige Bauelemente und -gruppen

Theorie, Kennwerte und Anwendung keramischer Kaltleiter

Dr.-Ing. Günter Graichen

Der Beitrag behandelt wesentliche theoretische Grundlagen, wichtige Kennwerte und anhand von Beispielen typische Anwendungsmöglichkeiten keramischer Kaltleiter. Der Leser wird mit den vielfältigen Problemen bei der Dimensionierung von Schaltungen mit keramischen Kaltleitern vertraut gemacht und in die Lage versetzt, auf dem Gebiet der Anwendung dieser Bauelemente eigenschöpferisch zu arbeiten.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 5, S. 311

Bauelemente und -gruppen
Integrierte Schaltungen

Universeller Sensorschaltkreis U 705 D

Dipl.-Ing. Joachim Frenzel

Die IS U 705 D beinhaltet einen universellen TTL-kompatiblen Vierkanal-Sensorschaltkreis in MNOS-Technik. Auf Grund seiner Konzeption ist dieser in der Lage, vielfältige Aufgaben in Geräten der Meß-, Steuer- und Regelungstechnik sowie der Elektroakustik als Ablösung mechanischer Tastensätze zu erfüllen. Aufbau und Einsatz werden ausführlich dargestellt.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 5, S. 315

Bauelemente und -gruppen
Applikation

Regelschaltungen mit MAA 723 zur Stabilisierung der Chiptemperatur monolithischer Transistorarrays

Ing. Harro Kühne

Die IS MAA 723 ist zur Realisierung einfacher Temperaturregelschaltungen sehr gut geeignet. Der Beitrag stellt zwei einfache Schaltungsmöglichkeiten vor, die eine Stabilisierung der Chiptemperatur monolithischer Transistorarrays gestatten. Die Schaltungen verwenden ausschließlich Standard-IS. Der Arbeitsbereich beträgt 10...50 °C bzw. 10...40 °C, die Änderungen der Chiptemperatur waren dabei kleiner als 0,2 K.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 5, S. 317

Elektronische Funktionsgruppen
analog

Fotoelektrische Blitzauslösung

Es wird eine Anordnung vorgestellt, mit der durch Lichteinwirkung eines Steuerblitzes ein weiteres Blitzgerät oder ein anderer Vorgang ausgelöst wird.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 5, S. 328

Bauelemente und -gruppen
Sonstige Bauelemente und -gruppen
Verstärkertechnik

Anwendung negativer Widerstände in der Verstärkertechnik

Dr.-Ing. Manfred Kahlenbach

Der Beitrag behandelt eine Möglichkeit zur Verbesserung gegengekoppelter Verstärkerschaltungen durch Anwendung negativer Widerstände. Es werden die Grenzen des Prinzips der Gegenkopplung zur Stabilisierung und Linearisierung und ein Weg zur Lösung einiger Probleme aufgezeigt, der sich weitgehend verallgemeinern läßt. Zwei praktische Anwendungsbeispiele werden erläutert.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 5, S. 320

Elektronische Meßtechnik
digital

Universeller Pegelprüfstift

Hans-Jürgen Knaack

Der Prüfstift für negative und positive Logikpegel stellt ein wichtiges Rationalisierungsmittel für den Elektroniker dar, der sich mit der Wartung und Instandsetzung elektronischer Anlagen beschäftigt.

radio fernsehen elektronik 29 1980) H. 5, S. 328

Fernsehtechnik
Wiedergabe

Das Farbfernsehsystem PAL

Dipl.-Ing. Günther Hornhauer

In diesem Beitrag wird nach einem kurzen historischen Abriß der Entwicklung des Farbfernsehens speziell auf das PAL-System eingegangen. Dabei wird das NTSC-System so weit behandelt, wie es zum Verständnis der Probleme bei PAL erforderlich ist. Nach einem kurzgefaßten Abschnitt zur Kodierung wird ausführlicher auf den PAL-Dekoder eingegangen, wobei die Informationen, obwohl am Beispiel beschrieben, möglichst allgemein gehalten werden. Anliegen dieses Beitrages ist es, die Probleme zum PAL-System und PAL-Dekoder verständlich zu machen.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 1, S. 14; H. 2, S. 107; H. 3, S. 181; H. 4, S. 243; H. 5, S. 323

Kritische Bemerkungen

Elektroakustische Baugruppen und Geräte
Mehr-Kanal

Wir lernten kennen

HiFi-Fonoautomat PA 225

Der neue HiFi-Fonoautomat wird hinsichtlich seiner Gebrauchseigenschaften untersucht.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 5, S. 327

REIHE INFORMATIONSELEKTRONIK

Diese neue Reihe erstreckt sich thematisch von den physikalischen Grundlagen über die Bauelemente und Gerätetechnik bis zur Technologie der Informationselektronik. Hier eine Übersicht der lieferbaren sowie in Kürze erscheinenden Bände.

Übertragung diskreter Signale

Grundlagen der Übertragung von Fernschreib- und Datensignalen.

Von Dr.-Ing. G. A. Jemeljanow und Prof. Dr. sc. techn. W. O. Schwarzman. Aus dem Russischen. 1. Auflage 1978. 130 Seiten, 77 Bilder, 10 Tafeln, 11,– M. Bestell-Nr. 552 474 8.

Analoge Informationsverarbeitung – kurz und bündig

Begriffe und Zusammenhänge, übersichtlich dargestellt. Auch als Wissensspeicher zu verwenden. Es werden alle wesentlichen Aspekte der analogen Informationsverarbeitung berücksichtigt.

Von Dipl.-Ing. J.-H. Bernhard und Dipl.-Ing. B. Knuppertz. 1. Auflage 1974. 172 Seiten, 140 Bilder, 12,– M. Bestell-Nr. 552 155 5. Lizenzausgabe des Vogel-Verlag, Würzburg (BRD). Vertrieb nur für die DDR.

Elektrische Kontakte – Werkstoffe, Einsatzbedingungen, Zuverlässigkeit

Von Prof. Dr.-Ing. habil. Herbert Höft. Etwa 130 Seiten, 79 Bilder, 34 Tafeln, 10,– M. Bestell-Nr. 552 726 0. Erscheint in diesen Tagen.

Bedampfungstechnik in der Elektronik

Verfahren, Einrichtungen, Anwendungen.

Von Dr. rer. nat. S. Schiller und Dr. rer. nat. U. Heisig (Forschungsinstitut Manfred von Ardenne, Dresden). 2. Auflage 1977. 156 Seiten, 98 Bilder, 9 Tafeln, 10,– M, Ausland 15,– M. Bestell-Nr. 552 274 2. Vertriebsrechte für BRD und Berlin (West) vergeben.

Schaltungstechnik in Kassettenrecordern

Von Dr.-Ing. Christian Scholz und Dipl.-Ing. Jürgen Pohl. Etwa 160 Seiten, 87 Bilder, 17 Tafeln, etwa 11,– M. Bestell-Nr. 552 723 6. In Vorbereitung für Dezember.

Jeder Band broschiert.
Auslieferung durch den Buchhandel.

VT

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN